

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08242261 A**(43) Date of publication of application: **17.09.96**

(51) Int. Cl.  
**H04L 27/22**  
**H03C 3/00**  
**H03D 1/22**  
**H03D 3/02**  
**H04B 1/02**  
**H04B 1/06**  
**H04L 27/38**

(21) Application number: **07044312**(22) Date of filing: **03.03.95**(71) Applicant: **mitsubishi electric corp**

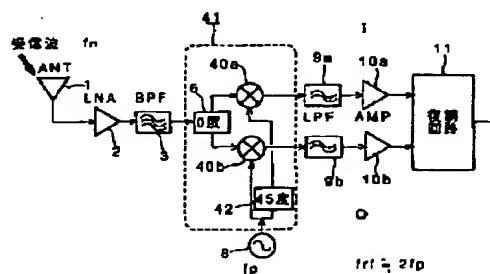
(72) Inventor:  
**ITO KENJI**  
**SHIMOZAWA MITSUHIRO**  
**KAWAKAMI KENJI**  
**SUEMATSU KENJI**  
**IIDA AKIO**

**(54) DETECTOR, RECEIVER AND TRANSMITTER****(57) Abstract:**

**PURPOSE:** To make a quadrature mixer to be used as the transmitter and receiver of a radio communication system into high accuracy and to improve communication quality.

**CONSTITUTION:** In the transmitter-receiver provided with a detector 41 as a quadrature mixer, even-numbered higher harmonic mixers 40a and 40b mixing each of a distributed signal wave and the double wave of the local oscillation wave distributed with 45° phase difference are used as mixers generating I signals and Q signals. As a result the even-numbered higher harmonic mixers are capable of reducing the even-numbered dimensional distortion and communication quality is improved.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



Jc930 U.S. PTO  
**09/694675**  
 10/24/00

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-242261

(43) 公開日 平成8年(1996)9月17日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L	27/22		H 0 4 L 27/22	Z
H 0 3 C	3/00		H 0 3 C 3/00	Z
H 0 3 D	1/22		H 0 3 D 1/22	Z
	3/02		3/02	Z
H 0 4 B	1/02		H 0 4 B 1/02	
審査請求 未請求 請求項の数25 O L (全 31 頁) 最終頁に続く				

(21) 出願番号 特願平7-44312

(22) 出願日 平成7年(1995)3月3日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 伊東 健治

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内

(72) 発明者 下沢 充弘

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内

(72) 発明者 川上 憲司

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内

(74) 代理人 弁理士 高田 守 (外4名)

最終頁に続く

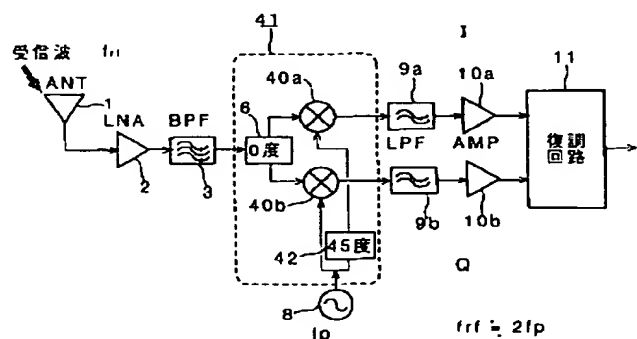
(54) 【発明の名称】 検波器及び受信装置並びに送信装置

(57) 【要約】

【目的】 この発明は、無線通信システムの送受信装置に用いられる直交ミキサの高精度化、小形化およびこの送受信装置の通信の品質の向上を目的とする。

【構成】 直交ミキサとしての検波器41を備える送受信装置において、I信号及びQ信号を生成するミキサとして、分配された信号波と45度の位相差をもって分配された局部発振波の2倍波とをそれぞれ混合する偶高調波ミキサ40a、40bを用いたものである。

【効果】 偶高調波ミキサは偶数次の歪みを低減することができ、通信品質が向上する。



- 1: 空中線 (ANT)
- 2: 低雑音増幅器 (LNA)
- 3: 帯域通過フィルタ (BPF)
- 6: 0度分配器
- 8: 局部発振器 (LO)
- 9: 低域通過フィルタ (LPF)
- 10: ベースバンド増幅器 (AMP)
- 11: 復調回路
- 40: 偶高調波ミキサ
- 41: 偶高調波直交ミキサ
- 42: 45度移相器

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 外部から供給される信号波を分配する第 1 の分配器と、外部から供給される局部発振波を分配する第 2 の分配器と、上記第 1 の分配器の出力及び上記第 2 の分配器の出力に基づき上記局部発振波の 2 倍波と上記信号波との混合波を生成する第 1 の偶高調波ミキサと、上記第 1 の分配器の出力及び上記第 2 の分配器の出力に基づき上記局部発振波の 2 倍波と上記信号波との混合波を生成する第 2 の偶高調波ミキサとを備えた検波器。

【請求項 2】 上記第 1 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第 2 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略 45 度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成したことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 3】 上記第 1 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略 90 度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第 2 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成したことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 4】 上記第 1 の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 5】 上記第 2 の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 6】 上記第 1 の分配器の出力を増幅して上記第 1 の偶高調波ミキサに対し供給する第 1 のバッファ増幅器と、上記第 1 の分配器の出力を増幅して上記第 2 の偶高調波ミキサに対し供給する第 2 のバッファ増幅器とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 7】 上記第 2 の分配器の出力を増幅して上記第 1 の偶高調波ミキサに対し供給する第 3 のバッファ増幅器と、上記第 2 の分配器の出力を増幅して上記第 2 の偶高調波ミキサに対し供給する第 4 のバッファ増幅器とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 8】 上記第 1 の分配器と上記第 1 の偶高調波ミキサとの間に上記信号波を通過させる第 1 のフィルタを備えるとともに、上記第 2 の分配器と上記第 2 の偶高調波ミキサとの間に上記信号波を通過させる第 2 のフィルタを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 9】 上記第 2 の分配器と上記第 1 の偶高調波ミキサとの間に上記局部発振波を通過させる第 3 のフィルタを備えるとともに、上記第 2 の分配器と上記第 2 の

偶高調波ミキサとの間に上記局部発振波を通過させる第 4 のフィルタを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 10】 上記信号波の周波数を  $f_{in}$ 、上記局部発振波の周波数を  $f_p$  としたとき、これらの和周波数 ( $f_{in} + 2f_p$ ) を阻止する特性を有するフィルタを備えたことを特徴とする請求項 8 または請求項 9 に記載の検波器。

【請求項 11】 上記局部発振波に含まれる 2 倍波を抑制して上記第 2 の分配器に供給する 2 倍波抑制フィルタを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 12】 上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第 2 の分配器に供給するリミタを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 13】 上記局部発振波を分周して上記第 2 の分配器に供給する分周器を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 14】 上記第 1 の偶高調波ミキサの出力端に、50 オームを越える値の第 1 の負荷抵抗を備えるとともに、上記第 2 の偶高調波ミキサの出力端に、50 オームを越える値の第 2 の負荷抵抗を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 15】 上記第 1 の偶高調波ミキサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第 1 の低域通過フィルタを備えるとともに、上記第 2 の偶高調波ミキサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第 2 の低域通過フィルタを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 16】 上記第 1 の偶高調波ミキサまたは上記第 2 の偶高調波ミキサいずれかに、2 つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記 2 つのダイオードの第 1 の並列接続端を上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第 2 の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアと、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で短絡状態になるとともに、上記信号波の周波数で開放状態になり、上記第 1 の並列接続端に接続された第 1 の分波回路と、

集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で開放状態になるとともに、上記信号波の周波数で短絡状態になり、上記第 2 の並列接続端に接続された第 2 の分波回路とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の検波器。

【請求項 17】 上記第 1 の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとから構成したことを特徴とする請求項 16 記載の検波器。

【請求項 18】 上記第 1 の分波回路を、互いに並列に

接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項19】 上記第2の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項20】 上記第2の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項21】 上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかに、上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する差動増幅器と、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれなる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成されたダイオードリングを有し、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する混合部とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項22】 上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給するフィルタを備えたことを特徴とする請求項21記載の検波器。

【請求項23】 上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかに、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する第1の差動増幅器と、局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力とを乗算して差動信号として出力する第2の差動増幅器と、上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された出力端をもち、上記局部発振波を受けて上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力とを乗算して差動信号として出力する第3の差動増幅器とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項24】 アンテナと、上記アンテナが受信した信号を増幅する増幅器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記増幅器の出力を検波してベースバンドのI信号及びQ信号を出力する検波器と、上記I信号及び上記Q信号に基づきデータを再生する復調回路とを備えた受信装置において、上記検波器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記

載の検波器としたことを特徴とする受信装置。

【請求項25】 データを変調してベースバンドのI信号及びQ信号を出力する変調器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記I信号及びQ信号をベクトル変調するベクトル変調器と、上記ベクトル変調器の出力を増幅する増幅器と、上記増幅器の出力を送信するアンテナとを備えた送信装置において、上記ベクトル変調器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器としたことを特徴とする送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、無線通信システムの送受信装置に用いられる検波器、及びこの検波器を用いて構成された受信装置並びに送信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図52は、1986年に出版されたPhilips Journal of Reserch のvol. 41, No. 3の219 ページから231 ページや、あるいは1993年に出版された電子情報通信学会論文誌C-1, vol. J76-C-1, No. 11 の462 ページから469 ページなどに示された従来のホモダイン構成の受信装置の機能ブロック図である。

【0003】 同図において、1は信号を受信する空中線(ANT)、2は空中線1が受信した出力を増幅する低雑音増幅器(LNA)、3は低雑音増幅器2が出力する受信信号を通過させる帯域通過フィルタ(BPF)、7は受信信号を検波して互いに直交するベースバンド帯のI信号及びQ信号を出力する直交ミキサである。

【0004】 直交ミキサ7の内部構成ブロック図を図53に示す。直交ミキサ7は、帯域通過フィルタ3が出力する信号(周波数 $f_{rf}$ )を等位相、等振幅で2つに分配する0度分配器6、外部から入力される局部発振波(周波数 $f_o$ )を互いに90度位相差を持たせて等振幅で2つの分配する90度分配器5、及び、0度分配器6の出力と90度分配器5の出力とをそれぞれアナログ乗算してベースバンド帯のI信号、Q信号として出力する2つのミキサ(MIX)4a、4bからなる。

【0005】 9a及び9bは、ミキサ4a、4bの出力をそれぞれ入力とする低域通過フィルタ(LPF)、10a及び10bは、低域通過フィルタ9a、9bの出力を増幅するベースバンド増幅器(AMP)、11はベースバンドのI信号及びQ信号に基づきデータを復調する復調回路である。

【0006】 次に動作について説明する。図52に示される従来の構成による受信装置においては、空中線1で受信した受信波信号RF(周波数 $f_{rf}$ )を、低雑音増幅器2が増幅し、帯域通過フィルタ3がろ波し、直交ミキサ7に供給する。図53に示すように、直交ミキサ7において、ミキサ4aが90度の位相差をもたせた局部発振波LO(90deg)と受信波信号RF(0deg)

とをアナログ乗算し、周波数混合するとともに、ミキサ4bが位相差をもたない局部発振波LO(0deg)と受信波信号RF(0deg)とをアナログ乗算し、周波数混合する。

【0007】ここで、図54のスペクトルからわかるように、局部発振周波数 $f_o$ と受信波信号周波数 $f_{rf}$ とをほぼ同じ( $f_o \approx f_{rf}$ )とすれば、直交ミキサ7のミキサ4a、4bが出力するI出力およびQ出力を、低域通過フィルタ9a、9bでろ波し、ベースバンド周波数近傍を取り出してやれば、受信波信号RFの変調成分を得ることができる。図55に、 $f_{rf} = f_o$ の場合に、4相

位相変調(QPSK)の受信波信号RFを直交ミキサ7で検波した出力例を示す。この図上で、時間的なシンボル点の推移が出力される。このI出力およびQ出力をベースバンド増幅器10a、10bがそれぞれ増幅し、レベルを高めた上で復調器11に供給する。復調器11は、これらの信号に基づきデータを再生する。

【0008】なお、直交ミキサ7の構成を、図53に代えて、受信波信号を互いに90度の位相差を持たせて分配し、局部発振波を位相差なしで分配する図56に示さ

れる構成としてもよい。図56の直交ミキサ7であっても、全く同様に動作する。また、90度移相器5には、

ブランチラインカップラやランゲカプラなどのような90度ハイブリッド分配器が用いられることもある。

【0009】ところで、図52に示されるホモダイン構成の受信機は、ヘテロダイン構成の受信機と比較して、次のような利点がある。

(1) 中間周波回路を不要とするため、小形で低コストである。

(2) ミキサの影像周波数が存在しないため帯域通過フィルタ3が小形になる。

これらの理由により、ホモダイン構成の受信機のAMラジオ、FMラジオ、あるいはポケットベル(主にFSK変調)などに用いられている。

【0010】このようなホモダイン構成の受信機に用いられる直交ミキサ7のミキサ4a、4bとしては、図57に示される一般的なダイオード平衡ミキサや、培風館より出版された、P.R.グレイとR.G.メイヤーの共著”アナログ集積回路設計技術”(P.R.Gray,R.G.Mayer:”Analysis and Design of analog integrated circuits”)の10.3章に記載された、図58に示されるトランジスタを用いたギルバートセルなどの平衡ミキサがある。

【0011】図57において、13a~13dはミキサダイオード、14a、14bはバラン、15は局部発振波(LO)入力端子、16は受信信号波(RF)入力端子、17はベースバンド出力端子である。バラン14b、14aによりRFおよびLOはミキサダイオード13a~13dに給電される。ミキサダイオード13a~13dにおいてなされるRFとLOとのアナログ乗算により生じる混合波は、ベースバンド出力端子17に出力

される。なお、RFやLOは相殺されてベースバンド出力端子17には出力されない。

【0012】図58において、18a、18bは抵抗、19a~19fはトランジスタ、20は電流源である。RFおよびLOは差動入力である。互いに逆位相の信号RFが、トランジスタ19a、19b及びトランジスタ19c、19dに給電される。また、互いに逆位相の信号LOがトランジスタ19e、19fに給電される。トランジスタ19a~19fによりなされるRFとLOとのアナログ乗算により生じる混合波は、トランジスタ19b、19dのコレクタ、トランジスタ19a、19cのコレクタにそれぞれ接続された、差動出力であるベースバンド出力端子17に出力される。なお、RFやLOは相殺されてベースバンド出力端子17には出力されない。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】以上のような従来のホモダイン構成の受信機では、構成が簡易な反面、いろいろな問題点があり、その応用はごく限られている。以下、主要な問題点について述べる。

【0014】まず、図59に示すように、空中線1が受信する受信波RFの電力は、例えば、携帯電話の場合において-90dBm程度の小電力であるため、受信機はかなり高感度、高利得な設計がなされる。そのため、例えば、5dBm程度の局部発振波LOがプリント基板から放射されると、空中線1にLOが入力される。放射時の減衰量がたとえ90dBあったとしても、LOは-85dBm程度とRFのレベルと同程度である。そのため、RFと一緒に直交ミキサ7に入力されて互いに干渉する。このときの周波数関係を図60に示す。干渉波 $f_o'$ も、受信波 $f_{rf}$ と同様に直交ミキサ7で検波されて直流出力(同図の $f_o - f_o'$ )される。この出力( $f_o - f_o'$ )は、LOの雑音成分を含むため所望波( $f_{rf} - f_o$ )に干渉し、受信感度を抑圧するという問題がある。このことは、図61に示すように、IQ成分に対し直流オフセットとなり、ベクトル誤差が増加する。このことにより、デジタル通信に用いられた場合、符号誤り率が劣化するという問題がある。

【0015】また、このような直流オフセットの問題は、たとえ干渉がない場合においても生じる場合がある。1978年発行のWJ社Tech-note vol.5、NO1、”Mixers asphase detector”に記載されているように、図57に示すダイオード平衡ミキサにおいて、ミキサダイオード13a~13dの特性が不揃いであると、各ミキサダイオード13a~13dにおいてLOの整流電流が相殺されず、直流オフセットとなる。図58に示すトランジスタを用いたギルバートセルでも同様の問題がある。

【0016】また、無線通信の分野では、感度の他に、所望波よりも強大な2波を入力したときの歪みによる感

度劣化の抑制、すなわち低歪み化が要求される。一般的な歪み特性は、図 6 2 に示すような隣接チャネルの波による 3 次歪みが主体であり、これはヘテロダインでも存在する問題である。同図において、 $f_1$  は所望の受信波、 $f_2$  及び  $f_3$  は隣接チャネルの波をそれぞれ示す。また、点線は、 $f_2$ 、 $f_3$  による 3 次歪を示す。

【0017】従来のホモダイン構成の受信機について、さらに、2 次など偶数次の歪みが報告されている。図 6 3 は、電子情報通信学会の 1993 年秋季全国大会 B-329 や 1994 年秋季全国大会 C-73 で報告されている偶数次（こ  
10 ころでは 2 次）の歪みの周波数関係である。同図において、点線は 2 次歪を示す。この 2 次歪みにより、隣接チャネル  $f_2$  および  $f_3$  の波の差周波数  $\Delta f = f_3 - f_2$  が生じ、ベースバンド近傍に変換される。これはホモダイン構成の受信機固有の問題で、ヘテロダイン構成の受信機にはない。このように従来のホモダイン構成の受信機において、3 次のみならず、2 次など偶数次の歪みにより感度が抑圧されるという問題がある。

【0018】この発明は、上述のような課題を解決するためになされたもので、受信感度を向上できるとともに  
20 符号誤り率を低下させ、直流オフセットを低減でき、さらに、2 次をはじめとする偶数次歪みの低歪化を可能とする検波器を得ることを目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】請求項 1 に係る検波器は、外部から供給される信号波を分配する第 1 の分配器と、外部から供給される局部発振波を分配する第 2 の分配器と、上記第 1 の分配器の出力及び上記第 2 の分配器の出力に基づき上記局部発振波の 2 倍波と上記信号波との混合波を生成する第 1 の偶高調波ミキサと、上記第 1  
30 の分配器の出力及び上記第 2 の分配器の出力に基づき上記局部発振波の 2 倍波と上記信号波との混合波を生成する第 2 の偶高調波ミキサとを備えたものである。

【0020】請求項 2 に係る検波器は、上記第 1 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第 2 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略 4 5 度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成したものである。  
40

【0021】請求項 3 に係る検波器は、上記第 1 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略 90 度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第 2 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成したものである。

【0022】請求項 4 に係る検波器は、上記第 1 の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたものである。  
50

【0023】請求項 5 に係る検波器は、上記第 2 の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたものである。

【0024】請求項 6 に係る検波器は、上記第 1 の分配器の出力を増幅して上記第 1 の偶高調波ミキサに対し供給する第 1 のバッファ増幅器と、上記第 1 の分配器の出力を増幅して上記第 2 の偶高調波ミキサに対し供給する第 2 のバッファ増幅器とを備えたものである。

【0025】請求項 7 に係る検波器は、上記第 2 の分配器の出力を増幅して上記第 1 の偶高調波ミキサに対し供給する第 3 のバッファ増幅器と、上記第 2 の分配器の出力を増幅して上記第 2 の偶高調波ミキサに対し供給する第 4 のバッファ増幅器とを備えたものである。

【0026】請求項 8 に係る検波器は、上記第 1 の分配器と上記第 1 の偶高調波ミキサとの間に上記信号波を通過させる第 1 のフィルタを備えるとともに、上記第 2 の分配器と上記第 2 の偶高調波ミキサとの間に上記信号波を通過させる第 2 のフィルタを備えたものである。

【0027】請求項 9 に係る検波器は、上記第 2 の分配器と上記第 1 の偶高調波ミキサとの間に上記局部発振波を通過させる第 3 のフィルタを備えるとともに、上記第 2 の分配器と上記第 2 の偶高調波ミキサとの間に上記局部発振波を通過させる第 4 のフィルタを備えたものである。

【0028】請求項 10 に係る検波器は、上記第 1 ないし第 4 フィルタいずれかの特性を、上記信号波の周波数を  $f_{in}$ 、上記局部発振波の周波数を  $f_p$  としたとき、これらの和周波数 ( $f_{in} + 2f_p$ ) を阻止する特性としたものである。

【0029】請求項 11 に係る検波器は、上記局部発振波に含まれる 2 倍波を抑制して上記第 2 の分配器に供給する 2 倍波抑制フィルタを備えたものである。

【0030】請求項 12 に係る検波器は、上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第 2 の分配器に供給するリミタを備えたものである。

【0031】請求項 13 に係る検波器は、上記局部発振波を分周して上記第 2 の分配器に供給する分周器を備えたものである。

【0032】請求項 14 に係る検波器は、上記第 1 の偶高調波ミキサの出力端に、50 オームを越える値の第 1 の負荷抵抗を備えるとともに、上記第 2 の偶高調波ミキサの出力端に、50 オームを越える値の第 2 の負荷抵抗を備えたものである。

【0033】請求項 15 に係る検波器は、上記第 1 の偶高調波ミキサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第 1 の低域通過フィルタを備えるとともに、上記第 2 の偶高調波ミキサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第 2 の低域通過フィルタを備えたものである。

【0034】請求項16に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかに、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記2つのダイオードの第1の並列接続端を上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第2の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアと、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で短絡状態になるとともに、上記信号波の周波数で開放状態になり、上記第1の並列接続端に接続された第1の分波回路と、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で開放状態になるとともに、上記信号波の周波数で短絡状態になり、上記第2の並列接続端に接続された第2の分波回路とを備えたものである。

【0035】請求項17に係る検波器は、上記第1の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとから構成したものである。

【0036】請求項18に係る検波器は、上記第1の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとから構成したものである。

【0037】請求項19に係る検波器は、上記第2の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとから構成したものである。

【0038】請求項20に係る検波器は、上記第2の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとから構成したものである。

【0039】請求項21に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかに、上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する差動増幅器と、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれなる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成されたダイオードリングを有し、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する混合部とを備えたものである。

【0040】請求項22に係る検波器は、上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給するフィルタを備えたものである。

【0041】請求項23に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかに、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する第1の差動増幅器と、局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力とを乗算して差動信号として出力する第2の差動増幅器と、上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された

出力端をもち、上記局部発振波を受けて上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力とを乗算して差動信号として出力する第3の差動増幅器とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【0042】請求項24に係る受信装置は、検波器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器としたものである。

10 【0043】請求項25に係る送信装置は、ベクトル変調器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器で構成したものである。

【0044】

【作用】請求項1の発明においては、第1の分配器が外部から供給される信号波を分配し、第2の分配器が外部から供給される局部発振波を分配し、第1の偶高調波ミキサが上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成し、第2の偶高調波ミキサが上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する。

【0045】請求項2の発明においては、上記第1の分配器が、上記第1の偶高調波ミキサ及び上記第2の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電し、上記第2の分配器が、上記第1の偶高調波ミキサ及び上記第2の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略45度の位相差かつ概略同振幅で給電する。

【0046】請求項3の発明においては、上記第1の分配器が、上記第1の偶高調波ミキサ及び上記第2の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略90度の位相差かつ概略同振幅で給電し、上記第2の分配器が、上記第1の偶高調波ミキサ及び上記第2の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電する。

【0047】請求項4の発明においては、上記第1の分配器が、上記信号波及び上記局部発振波いずれに対してもアイソレーションをとる。

【0048】請求項5の発明においては、上記第2の分配器が、上記信号波及び上記局部発振波いずれに対してもアイソレーションをとる。

40 【0049】請求項6の発明においては、第1のバッファ増幅器が上記第1の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミキサに対し供給し、第2のバッファ増幅器が上記第1の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミキサに対し供給する。

【0050】請求項7の発明においては、第3のバッファ増幅器が上記第2の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミキサに対し供給し、第4のバッファ増幅器が上記第2の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミキサに対し供給する。

50 【0051】請求項8の発明においては、上記第1の分

配器と上記第1の偶高調波ミキサとの間に設けられた第1のフィルタが上記信号波を通過させるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミキサとの間に設けられた第2のフィルタが上記信号波を通過させる。

【0052】請求項9の発明においては、上記第2の分配器と上記第1の偶高調波ミキサとの間に設けられた第3のフィルタが上記局部発振波を通過させるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミキサとの間に設けられた第4のフィルタが上記局部発振波を通過させる。

【0053】請求項10の発明においては、上記信号波の周波数を $f_{in}$ 、上記局部発振波の周波数を $f_p$ としたとき、これらの和周波数( $f_{in} + 2f_p$ )を阻止する特性を有するフィルタが、信号波と局部発振波の2倍波との和周波数の信号を除去する。

【0054】請求項11の発明においては、2倍波抑制フィルタが上記局部発振波に含まれる2倍波を抑制して上記第2の分配器に供給する。

【0055】請求項12の発明においては、リミタが上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第2の分配器に供給する。

【0056】請求項13の発明においては、分周器が上記局部発振波を分周して上記第2の分配器に供給する。

【0057】請求項14の発明においては、上記第1の偶高調波ミキサの出力端に設けられた、50オームを越える値の第1の負荷抵抗、及び、上記第2の偶高調波ミキサの出力端に設けられた、50オームを越える値の第2の負荷抵抗が、それぞれ出力信号を発生させる。

【0058】請求項15の発明においては、上記第1の偶高調波ミキサの出力端に設けられた第1の低域通過フィルタが、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となるとともに、上記第2の偶高調波ミキサの出力端に設けられた第2の低域通過フィルタが、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる。

【0059】請求項16の発明においては、上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかの、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記2つのダイオードの第1の並列接続端を上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第2の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアが検波し、集中定数により構成された第1の分波回路が、上記第1の並列接続端を上記局部発振波の周波数で短絡状態にするとともに、上記信号波の周波数で開放状態にし、集中定数により構成された第2の分波回路が、上記第2の並列接続端を上記局部発振波の周波数で開放状態にするとともに、上記信号波の周波数で短絡状態にする。

【0060】請求項17の発明においては、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共

振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとが、上記第1の分波回路を構成する。

【0061】請求項18の発明においては、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとが、上記第1の分波回路を構成する。

【0062】請求項19の発明においては、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとが、上記第2の分波回路を構成する。

【0063】請求項20の発明においては、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとが、上記第2の分波回路を構成する。

【0064】請求項21の発明においては、上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかの、差動増幅器が上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力し、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれなる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成された混合部のダイオードリングが、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する。

【0065】請求項22の発明においては、フィルタが、上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給する。

【0066】請求項23の発明においては、上記第1の偶高調波ミキサまたは上記第2の偶高調波ミキサいずれかの、第1の差動増幅器が、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力し、第2の差動増幅器が、局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力とを乗算して差動信号として出力し、上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された出力端をもつ第3の差動増幅器が、上記局部発振波を受けて、上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力とを乗算して差動信号として出力する。

【0067】請求項24の発明において、偶高調波ミキサから構成された検波器が信号波を検波してI信号及びQ信号を出力する。

【0068】請求項25の発明において、偶高調波ミキサから構成されたベクトル変調器が局部発振波に基づきI信号及びQ信号を変調する。

【0069】

【実施例】

実施例1. 以下、この実施例1の直交ミキサを用いた受信装置を図について説明する。図1において、1は受信



波  $f_{rf}$  を受信する空中線 (ANT)、2 は空中線で受信した受信波を増幅する低雑音増幅器 (LNA)、3 は低雑音増幅器の出力をろ波する帯域通過フィルタ (BPF)、4 1 は帯域通過フィルタ 3 の出力を受けて直交検波を行い I 信号及び Q 信号として出力する偶高調波直交ミキサである。

【0070】偶高調波直交ミキサ 4 1 は、図 2 に示されるように、帯域通過フィルタ 3 の出力を等位相、等振幅で 2 つの信号 (RF (0 deg)) に分配する 0 度分配器 6、外部から入力される局部周波数信号を互いに 45 度の位相差をもち、等振幅の 2 つの信号 (LO (0 deg), LO (45 deg)) に分配する 45 度移相器 4 2、及び 0 度分配器 6 の出力及び 45 度移相器 4 2 の出力をそれぞれ受けてベースバンドの I 信号 (I-output)、Q 信号 (Q-output) をそれぞれ発生する偶高調波ミキサ 4 0 a、4 0 b から構成されている。

【0071】また、偶高調波ミキサ 4 0 a、4 0 b は、図 3 に示されるように、2 つのミキサダイオード 3 0 a、3 0 b を互いに逆極性で並列接続して構成され、RF 信号と LO 信号の 2 倍波とをアナログ乗算してベースバンド信号を検出するアンチパラレルダイオードペア (APDP) 3 1、及び、端子 1 6 に入力される RF 信号と端子 1 5 に入力される LO 信号とをアンチパラレルダイオードペア 3 1 に供給するとともに、検波されたベースバンド (B. B.) 信号を取り出して端子 1 7 を介して出力する分波回路 3 9 から構成されている。

【0072】8 は局部発振信号 (LO) を発生する局部発振器、9 a、9 b は偶高調波直交ミキサ 4 1 の偶高調波ミキサ 4 0 a、4 0 b がそれぞれ出力する I 信号及び Q 信号を受け、その低周波成分を取り出してそれぞれ出力する低域通過フィルタ (LPF)、1 0 a、1 0 b は低域通過フィルタ 9 a、9 b の出力をそれぞれ増幅するベースバンド増幅器、1 1 はベースバンド増幅器 1 0 a、1 0 b の出力に基づきデータを復調する復調回路である。

【0073】次に動作について説明する。図 1 において、空中線 1 が受信した信号は低雑音増幅器 2 において増幅され、帯域通過フィルタ 3 に入力される。そして、帯域通過フィルタ 3 において所望の帯域の信号のみが抽出されて偶高調波直交ミキサ 4 1 に入力される。偶高調波直交ミキサ 4 1 は、信号波を検波してベースバンドの変調成分である I 信号及び Q 信号を出力する。

【0074】偶高調波直交ミキサ 4 1 の詳細動作について説明する。帯域通過フィルタ 3 の出力を受けて、0 度分配器 6 が受信信号を等位相、等振幅の 2 つの信号に分配する。また、45 度移相器 4 2 が、局部発振器 8 の出

$$f_{out} = ABS(m \cdot f_{rf} \pm n \cdot f_p) \quad \dots (1)$$

ここで、 $f_{rf}$  は受信信号の周波数、 $f_p$  は局部発振波の周波数、 $m$ 、 $n$  は整数であって、 $(m \pm n)$  の絶対値が

\* 力を、互いに 45 度の位相差を有し、等振幅の 2 つの信号に分配する。偶高調波ミキサ 4 0 a は、0 度分配器 6 の出力と 45 度移相された局部発振波の 2 倍波とをアナログ乗算してベースバンドの I 信号を取り出す。また、偶高調波ミキサ 4 0 b は、0 度分配器 6 の出力と分配された局部発振波の 2 倍波とをアナログ乗算してベースバンドの Q 信号を取り出す。なお、ここで移相器 4 2 が 45 度だけ移相させるのは、偶高調波ミキサ 4 0 a が局部発振波の 2 倍波の混合を行うことから、45 度の位相差が 90 度の位相差になるからである。

【0075】低域通過フィルタ 9 a、9 b は、それぞれ偶高調波ミキサ 4 0 a、4 0 b が出力する I 信号、Q 信号の低周波成分を取り出す。ベースバンド増幅器 1 0 a、1 0 b は、低域通過フィルタ 9 a、9 b の出力をそれぞれ増幅して復調回路 1 1 に対し出力する。復調回路 1 1 は、これら I 信号及び Q 信号に基づきデータを復調する。

【0076】ところで、図 3 に示されるように構成される偶高調波ミキサ 4 0 a、4 0 b において、LO が加えられると、半周期ごとにミキサダイオード 3 0 a、3 0 b が ON し、図 4 に示すような電流が流れる。これにより、図 5 に示すように、半周期ごとにコンダクタンスが高まるように動作する。そのため、LO の高調波は奇数次、また、コンダクタンスの高調波は偶数次しか存在しない。

【0077】したがって、APDP 3 1 を適用してミキサを構成すると、APDP 3 1 が、あたかも LO の偶数次の高調波で変調されているように見えるため、LO の 2 倍波  $2f_p$  と信号波  $f_{rf}$  との混合が行われ、 $f_p$  と  $f_{rf}$  との混合は抑制される。そのため、局部発振波の周波数  $f_p$  の位相も 2 倍される性質がある。したがって、偶高調波直交ミキサ 4 1 を構成する局部発振波用の移相器の移相量 45 度となる。また、この APDP 3 1 を用いた偶高調波ミキサ 4 0 a では、2 つのダイオード 3 0 a、3 0 b のバランスをとることにより、LO の偶数次、及びコンダクタンスの奇数次の高調波を抑制することができる。この抑制は、 balan などの回路の精度によらず、2 つのダイオード 3 0 a、3 0 b のばらつきにのみ依存する。したがって、この実施例 1 によれば、4 つのダイオードを有し、balan の精度に依存する通常の平衡形のミキサの場合と比較し、はるかに高い抑制が可能である。ちなみにマイクロ波において、通常の平衡形のミキサは 25 dB 程度の抑制が可能であるが、図 3 の偶高調波ミキサは 50 dB から 60 dB の抑制が可能である。

【0078】この偶高調波ミキサ 4 0 a、4 0 b の出力周波数  $f_{out}$  は、次式で表わされる。

奇数となる数である。また、ABS は絶対値を意味する。

【0079】マルチキャリア入力時も、その混合波の各キャリアに対応する係数の和は奇数となる。したがって\*

$$f_{out} = ABS(f_{rf} \pm 2 \cdot f_p)$$

となる。半分の $f_p$ で動作させることができるため、この条件で、マイクロ波、とりわけミリ波でのヘテロダイン構成の送受信機に使用されている。

【0080】一方、このような偶高調波ミキサ40a, 40bをホモダイン構成の受信装置に適用した場合の周波数関係を図6に示す。式(2)からもわかるように、同図に示されるLO( $f_p$ )はRF( $f_{rf}$ )のほぼ半分( $f_p \approx f_{rf}/2$ )の周波数である。

【0081】このような偶高調波ミキサ40a, 40bをホモダイン構成の受信装置に適用した場合、偶高調波ミキサ40a, 40bの直流成分は、式(1)で $m=0$ ,  $n=0$ としたときに相当し、これは偶数次とみなせる。したがって強く抑制され、低レベルとなる。このため、この実施例1によれば、直流オフセットの抑制により符号誤り率を低減できる効果がある。

【0082】また、図7に示すようにLOの放射による干渉が存在しても、図1の受信機はその影響をほとんど受けない。それは、アンテナが出力する受信波は、偶高調波直交ミキサ41において周波数 $2f_p$ の信号と混合されるため、図8に示すように、その混合波は、 $2f_p - f_p = f_p$ および $2f_p + f_p = 3f_p$ となり、ベースバンドには出力されない。このように、この実施例1によれば、干渉波がベースバンド成分を持たなくなるため干渉の問題を回避できる効果がある。

【0083】また式(1)から分かるように、この実施例1の受信機において、原理的に奇数次の混合波しか生じない。したがって、図9に示すように、2次歪みは点線で示されるように非常にレベルが低くなる。このように、この実施例1によれば、3次歪みを抑制できないものの、2次歪みのレベルを低くすることができて、受信機の感度の抑圧を回避できる効果もある。

【0084】なお、以上の説明において、直交ミキサを例にとり説明したが、これに限らず複数のミキサを用いて検波する装置に対して適用することができ、同様の効果を奏する。

【0085】実施例2. 上記実施例1の受信機に用いられた偶高調波直交ミキサ41は、図2に示された構成であったが、これに限らず図10に示すように構成してもよい。

【0086】図10において、受信信号RFは、90度移相器5により互いに90度の位相差をもち、等振幅の2つの信号(RF(0deg), RF(90deg))に分配される。また、局部発振器8からの局部発振波LOは、0度分配器6により等位相、等振幅の2つの信号(LO(0deg), LO(0deg))に分配される。

【0087】偶高調波ミキサ40aは、受信信号RF

\*通常の使用において、

$$\dots (2)$$

(0deg)と局部発振波LO(0deg)の2倍波とを混合してベースバンドのI信号(I-output)を出力する。偶高調波ミキサ40bは、受信信号RF(90deg)と局部発振波LO(0deg)の2倍波とを混合してベースバンドのQ信号(Q-output)を出力する。

【0088】この実施例2によっても、実施例1と同様の効果を奏する。

【0089】実施例3. この実施例3は、偶高調波直交ミキサ41を構成する、受信信号RFを2つに分配する分配器の中心周波数、局部発振波LOを2つに分配する分配器の中心周波数の一方、あるいは両方を、図14の点線の特性で示すように、周波数 $f_{rf}$ と周波数 $f_p$ との間(例えば、 $f_p \approx \sqrt{2} f_p$ )に設定したものである。

【0090】これら分配器の中心周波数をこのように設定する意義について説明する。実施例1及び2で説明した、偶高調波ミキサ40a, 40bを適用した偶高調波直交ミキサ41によれば、受信性能向上の効果があるが、 $f_p$ が $f_{rf}$ の概略半分となるため、思わぬ問題が生じる。

【0091】すなわち、図11や図12に示すように、偶高調波ミキサ40a, 40bの端子間において漏洩が生じると、偶高調波ミキサ40a, 40bとの間で干渉が生じてベクトル誤差が増大することがある。従来の直交ミキサにおいては、 $f_p$ と $f_{rf}$ とがほぼ同一周波数であるため、RFの分配器の中心周波数とLOの分配器の中心周波数は同一であり、RFの分配器およびLOの分配器それぞれにおいて分配器の端子間アイソレーションは十分得られていた。

【0092】しかしながら、実施例1または2の偶高調波直交ミキサ41において、RF周波数はLO周波数の倍であり、RFの分配器およびLOの分配器それぞれにおいて端子間アイソレーションは十分得られない。一例をあげると、図13に示すウィルキンソン分配器の中心周波数を $f_p$ とすると、この分配器は図14の実線のような特性を有するから、周波数 $2f_p$ すなわち $f_{rf}$ において、ほとんどアイソレーション特性が得られない。そのため、偶高調波ミキサ40a, 40b間の $2f_p$ の相互干渉を生じ、極端な直交精度の劣化をきたす問題がある。

【0093】そこで、この実施例3において、図14の破線で示すように、RFの分配器あるいはLOの分配器の一方、または双方の設計中心周波数を $f_p$ と $f_{rf}$ との間(たとえば $f_p \approx \sqrt{2} \cdot f_p$ )とすることにより、周波数 $2f_p$ すなわち $f_{rf}$ においてアイソレーション特性を改善して周波数 $f_p$ 及び $f_{rf}$ において分配器のアイソレーションを得る。

【0094】以上のように、この実施例3によれば、RFの分配器あるいはLOの分配器の一方、または双方の設計中心周波数を $f_0$ と $f_{rf}$ との間に設定したので、周波数 $f_0$ 及び $f_{rf}$ においてRFの分配器あるいはLOの分配器におけるアイソレーションを高めることができる。このことにより、ベクトル誤差の劣化を抑制できる効果が生じる。

【0095】実施例4. 実施例3において、分配器の中心周波数を適当に設定することによりアイソレーションを高めた。この実施例4において、図15あるいは図16に示されるように、RFの分配器6と偶高調波ミキサ40a、40bとの間にバッファ増幅器43a、43bを設け、その単方向性によりアイソレーションを高める。

【0096】図15の偶高調波直交ミキサ41は、図2の偶高調波直交ミキサ41に、受信信号RFを2つの受信信号に分配した後に、これら2つの信号をそれぞれ増幅するバッファ増幅器43a及び43bを追加したものである。バッファ増幅器43a、43bの出力は偶高調波ミキサ40a、40bにそれぞれ供給される。図15の偶高調波直交ミキサ41において、偶高調波ミキサ40a、40bからの漏洩したLO波は、バッファ増幅器43a、43bにより伝搬が阻止され、分配器6に達することはない。

【0097】また、図16の偶高調波直交ミキサ41は、図10の偶高調波直交ミキサ41に、受信信号RFを2つの受信信号に分配した後に、これら2つの信号をそれぞれ増幅するバッファ増幅器43a及び43bを追加したものである。バッファ増幅器43a、43bの出力は偶高調波ミキサ40a、40bにそれぞれ供給される。図16の偶高調波直交ミキサ41において、同様に、偶高調波ミキサ40a、40bからの漏洩したLO波は、バッファ増幅器43a、43bにより伝搬が阻止され、RFの分配器に達することはない。

【0098】以上のように、この実施例4によれば、偶高調波ミキサ40a、40bから漏洩したLO波の伝搬を阻止するバッファ増幅器を設けたので、偶高調波ミキサ40a、40b間のアイソレーションを高めることができ、ベクトル誤差の劣化を抑制できる効果がある。

【0099】実施例5. なお、実施例4ではRFの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間にバッファ増幅器43a、43bを設け、その単方向性によりアイソレーションを高める構成であったが、同様に、LOの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間にバッファ増幅器を設け、その単方向性によりアイソレーションを高める構成としてもよい。この構成によっても同様の効果を奏する。

【0100】実施例6. 実施例4あるいは5において、RFの分配器あるいはLOの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間に、それぞれバッファ増幅器43

a、43bを設け、その信号伝搬の単方向性によりアイソレーションを高める構成であったが、図17や図18に示されるように、RFの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間に、RFを通すがLOを阻止するフィルタ44a、44bをそれぞれ設け、RF側でのLOのアイソレーションを高める構成であってもよい。この実施例6によっても、実施例4あるいは5と同様の効果を奏する。

【0101】実施例7. 実施例6はRFの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間にLOを阻止するフィルタ44a、44bを設け、アイソレーションを高める構成であったが、図19や図20に示されるように、LOの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間に、LOを通すがRFを阻止するフィルタ45a、45bを設け、LO側でのRFのアイソレーションを高める構成であってもよい。この実施例7によっても、実施例4あるいは5と同様の効果を奏する。

【0102】実施例8. 図21に上記実施例の構成による直交ミキサの周波数関係を示す。この図からわかるように、 $f_{rf}$ と $2f_0$ との差周波数 $f_{rf}-2f_0$ はベースバンド近傍となるが、和周波数 $f_{rf}+2f_0$ は、概略 $2f_{rf}$ となる。この和周波数 $f_{rf}+2f_0$ は、差周波数 $f_{rf}-2f_0$ と同じ次数であり、レベルは比較的高い。これにより、偶高調波ミキサ40a、40bの間で干渉が生じると、やはり誤差ベクトルが増大する問題がある。

【0103】そこで、この実施例8では、この和周波数 $f_{rf}+2f_0$  ( $\approx 2f_{rf}$ )の影響を抑制するためのフィルタ46a、46bを、RFの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間にそれぞれ設けたものである(図22、図23)。あるいは、フィルタ46a、46bを、LOの分配器と偶高調波ミキサ40a、40bとの間にそれぞれ設けたものである(図24、図25)。フィルタ46a、46bは、和周波数 $f_{rf}+2f_0$  ( $\approx 2f_{rf}$ )の通過を阻止する。

【0104】以上のように、この実施例8によれば、偶高調波ミキサ40a、40b間のアイソレーションを高めることができ、ベクトル誤差の劣化を抑制できる効果がある。

【0105】実施例9. ところで、受信装置の局部発振器8の出力には、図26の点線に示すように $f_0$ の他に、局部発振器8の非線形動作に起因する $2f_0$ など高調波成分が含まれる。この局部発振波をそのまま偶高調波直交ミキサ41に加えると、 $2f_0$ はRF( $f_{rf}$ )に対し干渉波となる。そして局部発振波に含まれる高調波は、偶高調波直交ミキサ41で検波されて、図26の点線に示すように直流成分となる。これらは、図27に示すベクトル誤差を生じさせる。

【0106】そこで、この実施例9による受信装置は、図28に示すように局部発振器8と偶高調波直交ミキサ41との間に局部発振器用フィルタ(LPF)51を設

け、局部発振波に含まれる第2高調波を抑制している。局部発振器用フィルタ51は、図29の点線のように、 $f_0$ を通過させるが $f_{rf}$ を阻止する周波数特性を有する。

【0107】この局部発振器用フィルタ51により、図29に示すように局部発振波に含まれる2倍波 $2f_0$ が低レベルとなり、干渉波やベクトル誤差を抑制できる。なお、以上の説明では受信装置について述べたが、送信装置でもよく、同様に2倍波 $2f_0$ により生じる搬送波成分を抑制でき、ベクトル誤差を抑制できる効果がある。

【0108】実施例10、図30に偶高調波ミキサ40a、40bの局部発振波の電力に対する変換損を示す。通常の基本波ミキサは、図30の点線のように、飽和特性を呈し局部発振電力に対し安定した変換損が得られるが、偶高調波ミキサ40a、40bは、図30の実線のようになり、安定しない。これは、APDP31では局部発振波の電力が高まると、ミキサダイオード30a、30bの双方がONされる時間が長くなり、ついにはミキサダイオード30a、30bの双方がONされるようになり、非線形性を失うため生じる現象である。そのため、温度変化などにより局部発振波の電力が変動すると、受信装置の利得が大きく変動する問題がある。

【0109】そこで、この実施例10による受信装置では、図31に示すように局部発振器8と偶高調波直交ミキサ41との間に図32のような特性を有するリミタ52を設け、局部発振波の電力の変動を抑制している。リミタ52は、図30の損失が最低となる動作点を越える局部発振波の電力が入力されたとき、この電力を一定にするように動作する。その結果、図33のように、リミタ52付き偶高調波ミキサ40a、40bの特性は、局部発振波の電力が変動した場合でも、図30の点線の特性のように安定になる。

【0110】なお、リミタ52からは高調波が多数であるため、図31のように、リミタ52の出力にLPF51を設けるとよい。これにより、局部発振波に含まれる高調波による悪影響を防止できる。なお、以上の説明では受信装置について述べたが、送信装置でもよく、同様に局部発振波の電力の変動による利得変化を抑制できる効果がある。

【0111】実施例11、偶高調波ミキサ40a、40bを用いた偶高調波直交ミキサ41では、LOはミキサ内部で2逓倍されてから信号波と混合される。従って、局部発振器8としてシンセサイザを用いる場合、チャンネル間隔も2倍となる。そのため、所定のチャンネル間隔を得るためには、あらかじめその半分のチャンネル間隔のシンセサイザが必要となる。ところで、通常、シンセサイザとしてPLL構成のものが用いられるが、このチャンネル間隔がPLLの基準周波数となる。したがって、偶高調波直交ミキサ41を用いる局部発振器8のPLLの基

準周波数は、通常のカサに用いる場合と比べて半分となる。

【0112】しかしながら、PLLの収束時間や雑音特性は、その基準周波数が高いほど良好であり、そのため基準周波数が低くなる偶高調波直交ミキサ41を用いるとPLLの特性が劣化するという問題がある。

【0113】そこで、この実施例11による受信装置では、図34に示すように局部発振器8と偶高調波直交ミキサ41との間に局部発振波を2分周する分周器53を設けている。局部発振器8の出力は、一旦、分周器53で半分の周波数に落とされた後にLPF51を介して偶高調波直交ミキサ41に供給され、偶高調波直交ミキサ41において2倍されて元の局部発振周波数に戻されてから信号波と混合される。分周器53により、ミキサ内部の2逓倍の効果が相殺される。

【0114】したがって、この実施例11の構成によると、従来の構成の受信機と同様の局部発振器8を用いることができ、PLLの特性劣化を抑制することができる。なお、分周器53からは高調波が多数であるため、上記実施例9と同様の問題を生じる。そこで、図34において、分周器53の後に、高調波を除去する局部発振器用フィルタ51を設けている。なお、以上の説明では受信装置を例にとり述べたが、偶高調波直交ミキサからなるベクトル変調器を備える送信装置についても適用できて、同様の効果を奏する。

【0115】実施例12、一般に偶高調波ミキサでないミキサ、特にダイオードミキサを検波器として用いる場合、1978年発行のWJ社Tech-note vol.5、NO1、"Mixers as phasedetector"に記載されているように、50オームの終端抵抗Z0で終端したのち、その端子電圧V0を、図1のLPF9などのベースバンド回路に出力する。これは、従来のミキサ(図57の構成のダイオードミキサ)の各端子は、50オームであることを想定して設計されているからである。

【0116】ところで、偶高調波ミキサ41a、41bは、2次高調波を用いて信号波を変調していることから、通常のカサと比較して、その変換損は1から3dB程度高くなってしまう。変換効率を高めるためには、偶高調波ミキサ41a、41bの出力レベルをなんらかの手段で高める必要がある。

【0117】そこで、この実施例12による直交ミキサでは、図35の終端抵抗54a、54bを50オームより高いインピーダンスとし、端子電圧V0の向上をねらっている。この端子電圧V0がベースバンド回路(図1のLPF9a、9b)に出力される。図36は、終端抵抗の値Z0に対する端子電圧V0の特性図である。この図は、終端抵抗の値Z0が増加するにつれ、端子電圧V0が増加することを示している。偶高調波ミキサ40a、40bの場合、実験的には終端抵抗の値Z0を200オーム程度まで高めると、端子電圧V0が約2倍とな

る。これは、偶高調波ミキサ固有の変換損が補償できる程度のレベルであり、動作上は変換効率が改善された場合と同様の効果がある。

【0118】なお、この実施例12のように終端抵抗を50オームと異なる値にしても弊害は少ない。通常、演算増幅器を利用するベースバンド回路では、電力伝送でなく電圧伝送系を想定しているため、50オームの終端抵抗は整合以外あまり意味をもたないからである。

【0119】実施例13. 上記実施例1等で述べたように、偶高調波ミキサの適用により偶数次歪みは改善できる。これとともに、やはり奇数次の歪み、とりわけ3次歪みは受信性能を決める上で決定的に作用する。

【0120】そこで、この実施例13の偶高調波直交ミキサ41において、一般にミキサ、特にダイオードミキサで報告されている他周波によるリカバリの効果を利用することにより、この3次歪み特性を改善する。

【0121】図38に、この実施例13による、リカバリ用フィルタ55a、55bを偶高調波ミキサ40a、40bの出力端にそれぞれ設けた偶高調波直交ミキサ41の構成を示す。これらリカバリ用フィルタ55a、55bはLCRなどのパッシブ素子で構成されている。

【0122】次に動作について説明する。図37に3次歪みの状態を示す。図37のベースバンド周波数に着目すると、隣接チャネルの強い波は $\Delta f$ ピッチで配列されることがわかる。ところで、リカバリ用フィルタ55a、55bの特性は、図39に示されるように、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となっている。従って、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波はリカバリ用フィルタ55a、55bで反射されて偶高調波ミキサ40a、40b側に戻る。そして、ミキサのダイオードの特性に合わせて、この戻り位相を適当に設定してやれば、所望波周波数に変換される3次歪み成分を相殺することができる。

【0123】したがって、この実施例13によれば、3次歪み成分のレベルを低減し、3次歪み特性を改善することができる。

【0124】実施例14. 従来の偶高調波ミキサとして、図40に示されるものがある。この図のミキサは、1991年6月にBostonで開催されたIEEE主催、International Microwave Symposium の1991 MTT-S Digest の879ページから882ページに記載された偶高調波ミキサである。図40において、32はRF端子、33はLO端子、34はベースバンド端子、35は先端開放スタブ、36は先端短絡スタブ、37はRFチョーク、38はDCカットキャパシタである。先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とを用いて局部発振波 $f_o$ と信号波 $f_{rf}$ ( $=2f_o$ )とを分波する構成である。

【0125】つぎに動作を説明する。先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とは、その長さ $l$ が $f_o$ において概略4分の1波長、従って $f_{rf}$ では概略2分の1波長

となるよう設計される。このときのAPDP31からみた先端開放スタブ35のインピーダンス特性及び先端短絡スタブ36のインピーダンス特性は、それぞれ図41及び図42のようなものである。

【0126】先端開放スタブ35はRF端子32とベースバンド端子35側に設けられている。そして、先端開放スタブ35の特性は図41のようであって、DC近傍と $f_{rf}$ 近傍において高インピーダンスとなり、APDP31はそれぞれの端子32、34に接続される。一方、 $f_o$ 近傍において低インピーダンスとなりAPDP31は接地される。

【0127】逆に、先端短絡スタブ36はLO端子33側に設けられている。そして、先端短絡スタブ36の特性は図42のようであって、DC近傍と $f_{rf}$ 近傍において低インピーダンスとなり、APDP31は接地される。一方、 $f_o$ 近傍において高インピーダンスとなりAPDP31はLO端子33に接続される。

【0128】図40の構成は簡易であるが、この構成の偶高調波ミキサを比較的低周波で実現しようとした場合、先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36は長くなり、大形化する問題がある。

【0129】そこで、この実施例14による偶高調波ミキサではこれらのスタブと同様の機能を実現する集中定数化分波回路により小形化を行う。

【0130】図43は、この実施例14の偶高調波ミキサの回路図である。同図において、31は逆極性のミキサダイオード30a、30bを並列に接続してなるアンチパラレルダイオードペア(APDP)である。以下、説明の便宜上、APDP31の2つの接続端を、それぞれ、A端及びB端とする。

【0131】32は直流阻止のためのキャパシタ38を介してAPDP31のA端に接続され、周波数 $f_{rf}$ の高周波受信信号が入力されるRF端子、33はAPDP31のB端に接続され、周波数 $f_o$ の局部発振信号が入力されるLO端子、34は高周波信号阻止のためのインダクタ37を介してAPDP31のA端に接続され、検波されたベースバンド信号を出力するベースバンド端子である。

【0132】64はAPDP31のA端に接続された集中定数化スタブAである。集中定数化スタブA64は、キャパシタ61、62、及びインダクタ63からなる。集中定数化スタブA64において、容量 $C_{2p}$ のキャパシタ61は、その一端がA端に、他端が接地端にそれぞれ接続されている。容量 $C_{sp}$ のキャパシタ62とインダクタ $L_{sp}$ のインダクタ63は直列に接続されている。そして、キャパシタ62とインダクタ63からなる直列回路は、キャパシタ61に並列に接続されている。

【0133】また、68はAPDP31のB端に接続された集中定数化スタブBである。集中定数化スタブB65は、キャパシタ66、及びインダクタ65、67から

なる。集中定数化スタブB64において、インダクタンス $L_{pp}$ のインダクタ65と容量 $C_{pp}$ のキャパシタ66とは、並列に接続されている。2つの並列接続端のうちの1つはAPDP31のB端に接続されている。インダクタンス $L_{s2p}$ のインダクタ67の一端は接地されている。そして、インダクタ65とキャパシタ66とからなる並列回路とインダクタ67とは直列に接続されている。

【0134】つぎに動作についてを説明する。集中定数化スタブA64は、図40の先端開放スタブ35と同様に動作するように設計される。すなわち、 $f_0$ において、キャパシタ62とインダクタ63とが直列共振して、低インピーダンスとなるように、かつ、 $f_{rf}$ において、キャパシタ62とインダクタ63とからなる直列共振回路とキャパシタ61とが並列共振して、高インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブA64は、直流(DC)において開放であるから、高インピーダンスとなる。従って、集中定数化スタブA64は、図41と同様の特性を有する。

【0135】集中定数化スタブB68は、図40の先端短絡スタブ36と同様に動作するように設計される。すなわち、 $f_0$ において、インダクタ65とキャパシタ66とが並列共振して、高インピーダンスとなるように、かつ、 $f_{rf}$ において、インダクタ65とキャパシタ66とからなる並列共振回路とインダクタ67とが直列共振して、低インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブB68は、DCにおいて短絡であるから、低インピーダンスとなる。従って、集中定数化スタブB68は、図42と同様の特性を有する。

【0136】集中定数化スタブA64及びB68は、図40の先端開放スタブ35及び先端短絡スタブ36と等価である。したがって、図43の偶高調波ミキサは、図40のものと同様に動作する。

【0137】以上のようにこの実施例14の構成によれば、従来のスタブと同じインピーダンス特性をもたせつつ、分波回路を集中定数により構成することができる。したがって、周波数が低い場合に大型化してしまうスタブを用いずに偶高調波ミキサを構成できて、ミキサの小形化が可能となる。

【0138】実施例15. 図44は、この実施例15の偶高調波ミキサの回路図である。同図において、70はAPDP31のA端に接続された集中定数化スタブCである。集中定数化スタブC70は、キャパシタ61、62、及びインダクタ69からなる。集中定数化スタブC70において、容量 $C_{p2p}$ のキャパシタ61とインダクタンス $L_{p2p}$ のインダクタ69とは並列に接続されている。このキャパシタ61とインダクタ69からなる並列回路の一端は、APDP31のA端に接続されている。この並列回路と容量 $C_{sp}$ のキャパシタ62とは直列に接続されている。そして、この並列回路はキャパシタ62を介して接地されている。

【0139】また、72はAPDP31のB端に接続された集中定数化スタブDである。集中定数化スタブD72は、キャパシタ71、及びインダクタ65、67からなる。集中定数化スタブD72において、インダクタンス $L_{s2p}$ のインダクタ67と容量 $C_{s2p}$ のキャパシタ71とは直列に接続され、直列回路を構成する。この直列回路は、一端はAPDP31のB端に接続され、他端が接地されている。そして、インダクタ67とキャパシタ71とからなる直列回路とインダクタ65とは並列に接続されている。

【0140】逆極性のミキサダイオード30a、30bを並列に接続してなるアンチパラレルダイオードペア(APDP)31、RF端子32、LO端子33、ベースバンド端子34、インダクタ37、キャパシタ38は、図43に示されるものと同じものである。

【0141】つぎに動作について説明する。集中定数化スタブC70は、図40の先端開放スタブ35に相当する特性を有するように設計される。すなわち、 $f_{rf}$ において、キャパシタ61とインダクタ69とが並列共振して、高インピーダンスとなるように、かつ、 $f_0$ において、キャパシタ61とインダクタ69とからなる並列共振回路とキャパシタ62とが直列共振して、低インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブC70は、DCにおいて開放となり、高インピーダンスである。従って、図41と同様の特性を有する。

【0142】集中定数化スタブD72は、図40の先端短絡スタブ36に相当する特性を有するように設計される。すなわち、 $f_{rf}$ において、キャパシタ71とインダクタ67とが直列共振して、低インピーダンスとなるように、かつ、 $f_0$ において、キャパシタ71とインダクタ67とからなる直列共振回路とインダクタ65とが並列共振して、高インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブD72は、DCにおいて短絡となり、低インピーダンスである。従って、図42と同様の特性を有する。

【0143】以上のようにこの実施例15の構成によれば、実施例14の場合と同様に、従来のスタブと同じインピーダンス特性をもたせつつ、分波回路を集中定数により構成することができて、ミキサの小形化が可能となる。

【0144】実施例16. 図45は、この実施例3の偶高調波ミキサの回路図である。図45の偶高調波ミキサは、図43の集中定数化スタブA64と図44の集中定数化スタブD72とを組み合わせたものである。この実施例3の偶高調波ミキサも、実施例14のものと同様の効果を奏する。

【0145】実施例17. 図46は、この実施例17の偶高調波ミキサの回路図である。図46の偶高調波ミキサは、図44の集中定数化スタブC70と図43の集中定数化スタブB68とを組み合わせたものである。この

実施例 17 の偶高調波ミキサも、実施例 14 のものと同様の効果を奏する。

【0146】実施例 18. 図 47 は従来の偶高調波ミキサの他の例であり、1993 年電子情報通信学会秋季全国大会 C-47 に報告されたものである。この図において、80 はスロット線路、81 はコブレナ線路、82 はコブレナ線路に励振される平衡モードを抑制するためのツイヤである。この偶高調波ミキサは、スロット線路 80 とコブレナ線路 81 とのつきあわせたところに、リング状に接続された APDP 31a ~ 31d を接続したもので、励振位相によりスロット線路 80 とコブレナ線路 81 は互いにアイソレーションが得られる。そのため広帯域に分波ができる利点がある。

【0147】しかしスロット線路 80 を集積化するのは地導体の接続を考えると困難であり、外部のマイクロストリップ線路との接続が狭帯域となる。

【0148】そこで、この実施例 18 による偶高調波ミキサでは、スロット線路 80 の代わりに差動増幅器を用いるものである。

【0149】図 48 は、この実施例 18 の偶高調波ミキサの構成図である。同図において、86 は LO 端子 33 に入力された局部発振波を増幅して差動出力する差動増幅器である。差動増幅器 86 は、一端がそれぞれ VCC に接続された抵抗 83a、83b、抵抗 83a、83b にそれぞれコレクタが接続されたトランジスタ 84a、84b、トランジスタ 84a、84b のエミッタに接続された電流源 35 から構成されている。トランジスタ 84a のベースが LO 端子となる。また、トランジスタ 84b のベースは接地されている。電流源 85 の他端も接地されている。差動増幅器 86 の出力端子は、トランジスタ 84a のコレクタ及びトランジスタ 84b のコレクタである。

【0150】87a、87b は、差動増幅器 86 の出力端にそれぞれ設けられた DC カット用キャパシタである。88 は DC カットされた差動増幅器 86 の出力に基づき RF 端子に入力された信号波を検波して、ベースバンド端子 34 に出出力する混合部である。

【0151】混合部 88 は、互いにリング状に接続された APDP 31a ~ 31d、RF 端子 32 の信号波の DC カットのためのキャパシタ 38、ベースバンド端子 34 の高周波信号カットのためのインダクタ 37 から構成される。APDP 31a ~ 31d は直列に接続されている。説明の便宜上、APDP 31a と APDP 31b との接続点を D 端、APDP 31b と APDP 31c との接続点を E 端、APDP 31c と APDP 31d との接続点を F 端とする。また、APDP 31a、31d の接地端を、それぞれ C 端、G 端とする。差動増幅器 86 の出力は、D 端及び F 端にそれぞれ接続されている。また、E 端が、RF 端子 32 及びベースバンド端子 34 に接続されている。

【0152】つぎに動作を説明する。差動増幅器 86 において、トランジスタ 84a、84b が逆位相で励振されるため、それぞれのコレクタに励振される電流も逆位相となる。この動作により、差動増幅器 86 を平衡・不平衡変換器、すなわちバランの代用として用いることができる。この実施例 5 において、図 47 のスロット線路 80 が平衡線路と等価であることに着目し、差動増幅器 86 をバランとして用いている。混合部 88 の動作は図 47 の場合と同様である。

【0153】以上のようにこの実施例 5 の構成によれば、スロット線路を用いずに偶高調波ミキサを構成することができて、ミキサの小型化が可能になる。

【0154】実施例 19. 図 49 は、この実施例 19 による偶高調波ミキサの回路図である。図 49 の偶高調波ミキサは、図 48 の偶高調波ミキサの差動増幅器 86 と混合部 88 との間に、差動増幅器で発生した高調波を除去するためのフィルタ 92 を設けたものである。

【0155】フィルタ 92 は、キャパシタ 89a ~ 89d、90a、90b、及びインダクタ 91a、91b から構成される。キャパシタ 89a、90a、89c は直列に接続され、キャパシタ 89a、89c の一端が、それぞれ接地されている。キャパシタ 89b、90b、89d は直列に接続され、キャパシタ 89b、89d の一端が、それぞれ接地されている。キャパシタ 89a、90a との接続点とキャパシタ 89b、90b との接続点とは、インダクタ 91b を介して接続されている。キャパシタ 90a、89c との接続点とキャパシタ 90b、89d との接続点とは、インダクタ 91a を介して接続されている。

【0156】フィルタ 92 は、キャパシタ 87a、87b を介して出力される差動出力に含まれる同相モード及び逆相モードの双方について、高調波を除去する。フィルタ 92 のキャパシタの容量は、この点を考慮して設定されている。

【0157】以上のようにこの実施例 19 の構成によれば、スロット線路を用いずに偶高調波ミキサを構成することができて、ミキサの小型化が可能になるとともに、差動増幅器の出力に含まれる高調波成分を除去できて、ミキサの性能がさらに向上する。

【0158】実施例 20. 図 50 は、この実施例 20 のトランジスタを用いた偶高調波ミキサの回路図である。図 50 において、18a、18b は抵抗、19a ~ 19f はトランジスタ、20 は電流源である。RF および LO は差動入力である。互いに逆位相の信号 LO が、それぞれトランジスタ 19a、19d のベースに給電される。トランジスタ 19b、19c のベースは接地されている。また、互いに逆位相の信号 RF がトランジスタ 19e、19f のベースに給電される。トランジスタ 19a ~ 19f によりなされる RF と LO とのアナログ乗算により生じる混合波は、トランジスタ 19b 及び 19d



のコレクタ、トランジスタ 19 a 及び 19 c のコレクタにそれぞれ接続された、差動出力のベースバンド出力端子 17 に出力される。

【0159】図 50 の偶高調波ミキサと図 58 のミキサとは、トランジスタの励振条件の点で異なる。トランジスタ 19 a と 19 b を互いに逆相で励振し、トランジスタ 19 c と 19 d とを互いに逆相で励振している。また、トランジスタ 19 a と 19 d とを互いに逆相で励振している。なお、図 58 の偶高調波ミキサにおいて、トランジスタ 19 a と 19 d とを同相で励振している。

【0160】トランジスタ 19 a と 19 d とを互いに逆相で励振することにより、基本波の混合は抑制され、偶高調波ミキサとなる。したがって、トランジスタの特性が不揃いであっても、各トランジスタでの整流電流が相殺されて、直流オフセットが発生しない。なお、RF や LO は相殺されてベースバンド出力端子 17 には出力されない。

【0161】この点をさらに詳細に説明する。先に述べたように、図 50 の偶高調波ミキサでは、トランジスタ 19 b 及び 19 c のベース端子をグランドに終端し、トランジスタ 19 a, 19 d に対し互いに逆相となるように LO を加えている。このとき、端子 16 の LO の電位を  $\pm V_{LO}$  とすると、トランジスタ 19 a のベースには  $+V_{LO}$ 、トランジスタ 19 b のベースには 0 [V]、トランジスタ 19 c のベースには 0 [V]、トランジスタ 19 d のベースには  $-V_{LO}$  がそれぞれ供給される。したがって、出力端子 17 に対しては同相で出力され抑制されない。

【0162】一方、トランジスタ 19 a, 19 b, 19 c, 19 d において、これらの非線形性により、 $V_{LO}$  の 2 倍波  $+V_{2LO}$  が発生する。この 2 倍波  $+V_{2LO}$  に関し、トランジスタ 19 a には  $+V_{2LO}$ 、トランジスタ 19 b には 0 [V]、トランジスタ 19 c にも 0 [V]、トランジスタ 19 d には  $+V_{2LO}$  が、それぞれ発生する。したがって、出力端子 17 に対しては逆相となり、図 58 における  $V_{LO}$  と同様抑制される。

【0163】さらに端子 15 に RF を印加し、その電圧を  $\pm V_{RF}$  とすると、トランジスタ 19 e, 19 f からなる差動増幅器の差動出力  $+V_{RF}$  及び  $-V_{RF}$  がトランジスタ 19 a, 19 b 及びトランジスタ 19 c, 19 d に対してそれぞれ供給される。すなわち、トランジスタ 19 a, 19 b に対し  $+V_{RF}$ 、トランジスタ 19 c, 19 d に対し  $-V_{RF}$  となる。したがって、 $V_{LO}$  と乗算された総合波は、トランジスタ 19 a で  $V_{LO} \cdot V_{RF}$ 、トランジスタ 19 b で 0 [V]、トランジスタ 19 c で 0 [V]、トランジスタ 19 d で  $V_{LO} \cdot V_{RF}$  となる。したがって、出力端子 17 に対しては逆相となり抑制される。

【0164】一方、 $V_{2LO}$  と乗算された混合波は、トランジスタ 19 a で  $V_{2LO} \cdot V_{RF}$ 、トランジスタ 19 b で 0 [V]、トランジスタ 19 c で 0 [V]、トランジ

タ 19 d で  $-V_{2LO} \cdot V_{RF}$  となる。したがって、出力端子 17 に対しては同相となり抑制されない。このように、図 50 の構成によれば、トランジスタを用いた場合であっても偶高調波ミキサとして動作する。

【0165】以上のようにこの実施例 20 の構成によれば、トランジスタを用いて偶高調波ミキサを構成することができて、ミキサの小型化が可能になる。このことは、偶高調波ミキサをモノリシックで構成する際に、特に有効である。

【0166】実施例 21. ところで、図 10 の偶高調波直交ミキサを、半導体基板上にモノリシック集積化して形成すれば、偶高調波ミキサ 40 a, 40 b の特性を揃えることが可能となる。これにより、ベクトル精度が向上する等のさらなる性能向上が可能となる。

【0167】実施例 22. なお、以上の実施例 1~21 を説明するに際して、偶高調波直交ミキサを受信装置に用いた場合を例にとり説明した。しかし、これに限らず、偶高調波直交ミキサを送信装置のベクトル変調器に用いることもできる。

【0168】図 51 は、偶高調波直交ミキサを用いたベクトル変調器を備える送信装置の構成図である。同図において、1 は信号を放射する空中線 (ANT)、2 は空中線 1 に送信電力を供給する高出力増幅器、3 は偶高調波直交ミキサが出力する送信信号のみを通過させる帯域通過フィルタ (BPF)、8 は局部発振波を出力する局部発振器、41 は I 信号及び Q 信号を局部発振波に基づき変調する偶高調波直交ミキサであり、ベクトル変調器として機能する。9 a, 9 b は I 信号及び Q 信号に含まれる信号波のみを通過させる低域通過フィルタ (LPF)、10 a, 10 b は I 信号及び Q 信号をそれぞれ増幅して低域通過フィルタ (LPF) 9 a, 9 b にそれぞれ供給するベースバンド増幅器 (AMP)、11 はデータを I 信号及び Q 信号に変調する変調回路である。

【0169】図 51 の送信装置は、偶高調波直交ミキサ 41 内において信号の流れが逆になってベクトル変調器として動作する点を除き、受信装置の場合と同様に動作する。

【0170】実施例 1 等の偶高調波直交ミキサ 41 を図 51 の送信装置に適用することにより、送信装置について、実施例 1 等の効果を奏することができる。また、偶高調波直交ミキサ 41 をベクトル変調器として用いると変調精度が高まる効果がある。

【0171】なお、上記実施例 1~22 において、ベースバンドの出力を得る場合を例にとり説明してきたが、これに限らず、これらのミキサは、中間周波帯の出力を得る場合にも適用できる。

【0172】

【発明の効果】以上のように、請求項 1 の発明によれば、外部から供給される信号波を分配する第 1 の分配器と、外部から供給される局部発振波を分配する第 2 の分



配器と、上記第 1 の分配器の出力及び上記第 2 の分配器の出力に基づき上記局部発振波の 2 倍波と上記信号波との混合波を生成する第 1 の偶高調波ミキサと、上記第 1 の分配器の出力及び上記第 2 の分配器の出力に基づき上記局部発振波の 2 倍波と上記信号波との混合波を生成する第 2 の偶高調波ミキサとを備えたので、受信感度を向上させるとともに、符号誤り率を低下させ、直流オフセットを低減できる。さらに、歪みを少なくできる。

【0173】さらに、請求項 2 の発明によれば、上記第 1 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第 2 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略 45 度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成したので、上記第 2 の分配器の移相量が半分ですむ。

【0174】さらに、請求項 3 の発明によれば、上記第 1 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記信号波を概略 90 度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第 2 の分配器を、上記第 1 の偶高調波ミキサ及び上記第 2 の偶高調波ミキサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成したので、上記第 1 の分配器を従来と同様に構成できる。

【0175】さらに、請求項 4 の発明によれば、上記第 1 の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたので、上記第 1 の分配器とミキサとの間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0176】さらに、請求項 5 の発明によれば、上記第 2 の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたので、上記第 2 の分配器とミキサとの間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0177】さらに、請求項 6 の発明によれば、上記第 1 の分配器の出力を増幅して上記第 1 の偶高調波ミキサに対し供給する第 1 のバッファ増幅器と、上記第 1 の分配器の出力を増幅して上記第 2 の偶高調波ミキサに対し供給する第 2 のバッファ増幅器とを備えたので、ミキサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0178】さらに、請求項 7 の発明によれば、上記第 2 の分配器の出力を増幅して上記第 1 の偶高調波ミキサに対し供給する第 3 のバッファ増幅器と、上記第 2 の分配器の出力を増幅して上記第 2 の偶高調波ミキサに対し供給する第 4 のバッファ増幅器とを備えたので、ミキサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0179】さらに、請求項 8 の発明によれば、上記第 1 の分配器と上記第 1 の偶高調波ミキサとの間に上記信

号波を通過させる第 1 のフィルタを備えるとともに、上記第 2 の分配器と上記第 2 の偶高調波ミキサとの間に上記信号波を通過させる第 2 のフィルタを備えたので、ミキサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0180】さらに、請求項 9 の発明によれば、上記第 2 の分配器と上記第 1 の偶高調波ミキサとの間に上記局部発振波を通過させる第 3 のフィルタを備えるとともに、上記第 2 の分配器と上記第 2 の偶高調波ミキサとの間に上記局部発振波を通過させる第 4 のフィルタを備えたので、ミキサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0181】さらに、請求項 10 の発明によれば、上記信号波の周波数を  $f_{in}$ 、上記局部発振波の周波数を  $f_p$  としたとき、これらの和周波数 ( $f_{in} + 2f_p$ ) を阻止する特性を有するフィルタを備えたので、和周波数 ( $f_{in} + 2f_p$ ) による干渉を阻止し、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0182】さらに、請求項 11 の発明によれば、上記局部発振波に含まれる 2 倍波を抑制して上記第 2 の分配器に供給する 2 倍波抑制フィルタを備えたので、局部発振波による干渉やこれによるベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0183】また、請求項 12 の発明によれば、上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第 2 の分配器に供給するリミタを備えたので、局部発振波の電力が変動したことによる検波器の利得の変動を抑制できる。

【0184】また、請求項 13 の発明によれば、上記局部発振波を分周して上記第 2 の分配器に供給する分周器を備えたので、基準周波数を従来程度に高くして局部発振器を構成する PLL の特性劣化を抑制することができる。

【0185】また、請求項 14 の発明によれば、上記第 1 の偶高調波ミキサの出力端に、50 オームを越える値の第 1 の負荷抵抗を備えるとともに、上記第 2 の偶高調波ミキサの出力端に、50 オームを越える値の第 2 の負荷抵抗を備えたので、偶高調波ミキサ固有の変換損を補償できる。

【0186】また、請求項 15 の発明によれば、上記第 1 の偶高調波ミキサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第 1 の低域通過フィルタを備えるとともに、上記第 2 の偶高調波ミキサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第 2 の低域通過フィルタを備えたので、奇数次の歪みによる影響を抑制できる。

【0187】また、請求項 16 の発明によれば、上記第 1 の偶高調波ミキサまたは上記第 2 の偶高調波ミキサいずれかに、2 つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記 2 つのダイオードの第 1 の並列接続端を

上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第 2 の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアと、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で短絡状態になるとともに、上記信号波の周波数で開放状態になり、上記第 1 の並列接続端に接続された第 1 の分波回路と、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で開放状態になるとともに、上記信号波の周波数で短絡状態になり、上記第 2 の並列接続端に接続された第 2 の分波回路とを備えたので、偶高調波ミキサを小型化できる。

【0188】また、請求項 17 の発明によれば、上記第 1 の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとから構成したので、偶高調波ミキサを簡単に小型化できる。

【0189】また、請求項 18 の発明によれば、上記第 1 の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとから構成したので、偶高調波ミキサを簡単に小型化できる。

【0190】また、請求項 19 の発明によれば、上記第 2 の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとから構成したので、偶高調波ミキサを簡単に小型化できる。

【0191】また、請求項 20 の発明によれば、上記第 2 の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとから構成したので、偶高調波ミキサを簡単に小型化できる。

【0192】また、請求項 21 の発明によれば、上記第 1 の偶高調波ミキサまたは上記第 2 の偶高調波ミキサいずれかに、上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第 1 の出力及び第 2 の出力として出力する差動増幅器と、2 つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれなる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成されたダイオードリングを有し、上記差動増幅器の 2 つの出力に基づき、上記局部発振波の 2 倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する混合部とを備えたので、スロット線路を用いずに偶高調波ミキサを構成でき、偶高調波ミキサを小型化できる。

【0193】また、請求項 22 の発明によれば、上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給するフィルタを備えたので、差動増幅器出力に含まれる高調波を除去でき、ミキサの性能がさらに向上する。

【0194】また、請求項 23 の発明によれば、上記第 1 の偶高調波ミキサまたは上記第 2 の偶高調波ミキサいずれかに、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第 1 の

出力及び第 2 の出力として出力する第 1 の差動増幅器と、局部発振波を受けてこの局部発振波の 2 倍波を発生するとともに、この 2 倍波と上記第 1 の差動増幅器の第 1 の出力とを乗算して差動信号として出力する第 2 の差動増幅器と、上記第 2 の差動増幅器の出力端と並列に接続された出力端をもち、上記局部発振波を受けて上記第 1 の差動増幅器で発生する局部発振波の 2 倍波と逆位相となる 2 倍波を発生するとともに、この 2 倍波と上記第 1 の差動増幅器の第 2 の出力とを乗算して差動信号として出力する第 3 の差動増幅器とを備えたので、トランジスタを用いて偶高調波ミキサを構成でき、偶高調波ミキサを小型化できる。

【0195】また、請求項 24 の発明によれば、アンテナと、上記アンテナが受信した信号を増幅する増幅器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記増幅器の出力を検波してベースバンドの I 信号及び Q 信号を出力する検波器と、上記 I 信号及び上記 Q 信号に基づきデータを再生する復調回路とを備えた受信装置において、上記検波器を、請求項 1 ないし請求項 23 いずれかに記載の検波器としたので、通信品質が向上する。

【0196】また、請求項 25 の発明によれば、データを変調してベースバンドの I 信号及び Q 信号を出力する変調器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記 I 信号及び Q 信号をベクトル変調するベクトル変調器と、上記ベクトル変調器の出力を増幅する増幅器と、上記増幅器の出力を送信するアンテナとを備えた送信装置において、上記ベクトル変調器を、請求項 1 ないし請求項 23 いずれかに記載の検波器としたので、通信品質が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施例 1 による受信装置の構成図である。

【図 2】 本発明の実施例 1 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 3】 偶高調波ミキサの一般的な構成図である。

【図 4】 APDP を流れる電流の波形図である。

【図 5】 APDP のコンダクタンスの波形図である。

【図 6】 本発明の実施例 1 による受信装置の周波数関係図である。

【図 7】 本発明の実施例 1 による偶高調波直交ミキサにおいて生じる干渉の説明図である。

【図 8】 本発明の実施例 1 による受信装置で干渉波が存在するときの周波数関係図である。

【図 9】 本発明の実施例 1 による受信装置での歪みの周波数関係図である。

【図 10】 本発明の実施例 2 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 11】 本発明の実施例 3 による偶高調波直交ミキサにおいて生じる干渉の説明図である。

【図 1 2】 本発明の実施例 3 による偶高調波直交ミキサにおいて生じる干渉の説明図である。

【図 1 3】 ウィルキンソン分配器の構成図である。

【図 1 4】 本発明の実施例 3 による偶高調波直交ミキサの分配器のアイソレーション特性である。

【図 1 5】 本発明の実施例 4 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 1 6】 本発明の実施例 4 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 1 7】 本発明の実施例 6 による偶高調波直交ミキサの構成図である。 10

【図 1 8】 本発明の実施例 6 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 1 9】 本発明の実施例 7 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 2 0】 本発明の実施例 7 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 2 1】 本発明の実施例 8 による受信装置の周波数関係図である。

【図 2 2】 本発明の実施例 8 による偶高調波直交ミキサの構成図である。 20

【図 2 3】 本発明の実施例 8 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 2 4】 本発明の実施例 8 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 2 5】 本発明の実施例 8 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 2 6】 局部発振器の第 2 高調波の影響の説明図である。

【図 2 7】 局部発振器の第 2 高調波の影響の説明図である。 30

【図 2 8】 本発明の実施例 9 による受信装置の構成図である。

【図 2 9】 本発明の実施例 9 による局部発振器用フィルタの動作説明図である。

【図 3 0】 入力される局部発振電力に対する偶高調波ミキサの変換損を示すグラフである。

【図 3 1】 本発明の実施例 1 0 による受信装置の構成図である。

【図 3 2】 本発明の実施例 1 0 によるリミタの特性の説明図である。 40

【図 3 3】 本発明の実施例 1 0 によるリミタ付き偶高調波ミキサの特性の説明図である。

【図 3 4】 本発明の実施例 1 1 による受信装置の構成図である。

【図 3 5】 本発明の実施例 1 2 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 3 6】 本発明の実施例 1 3 による終端抵抗値と検波電圧との関係を示す図である。

【図 3 7】 受信装置における 3 次歪みの周波数配列で 50

ある。

【図 3 8】 本発明の実施例 1 3 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 3 9】 本発明の実施例 1 3 による偶高調波直交ミキサの動作説明図である。

【図 4 0】 偶高調波ミキサの一般的な構成図である。

【図 4 1】 本発明の実施例 1 4 による偶高調波直交ミキサの分波回路のインピーダンス特性図である。

【図 4 2】 本発明の実施例 1 4 による偶高調波直交ミキサの分波回路のインピーダンス特性図である。

【図 4 3】 本発明の実施例 1 4 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 4 4】 本発明の実施例 1 5 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 4 5】 本発明の実施例 1 6 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 4 6】 本発明の実施例 1 7 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 4 7】 他の偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 4 8】 本発明の実施例 1 8 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 4 9】 本発明の実施例 1 9 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 5 0】 本発明の実施例 2 0 による偶高調波直交ミキサの構成図である。

【図 5 1】 本発明の実施例 2 2 による送信装置の構成図である。

【図 5 2】 従来の受信装置の構成図である。

【図 5 3】 従来の直交ミキサの構成図である。

【図 5 4】 従来の受信装置における周波数関係図である。

【図 5 5】 I 出力および Q 出力の説明図である。

【図 5 6】 従来の直交ミキサの他の構成図である。

【図 5 7】 従来のダイオード平衡ミキサの構成図である。

【図 5 8】 従来のトランジスタ平衡ミキサの構成図である。

【図 5 9】 従来の受信装置における干渉の説明図である。

【図 6 0】 干渉波が存在するときの周波数関係図である。

【図 6 1】 干渉波が存在するときの I 出力および Q 出力の説明図である。

【図 6 2】 3 次の歪みの周波数関係図である。

【図 6 3】 2 次の歪みの周波数関係図である。

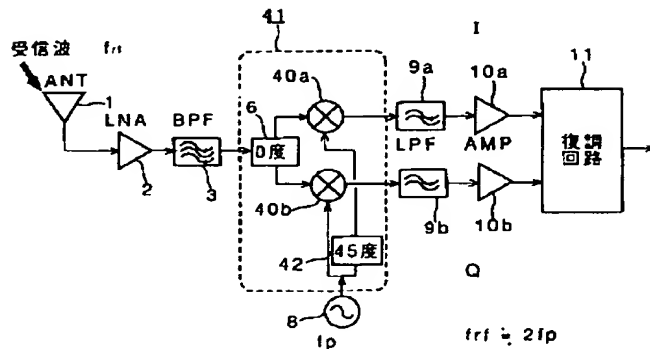
【符号の説明】

1 空中線 (ANT)、2 低雑音増幅器 (LNA)、3 帯域通過フィルタ (BPF)、4 ミキサ (MIX)、5 90 度移相器、6 0 度分配器、7 直交ミキサ、8 局部発振器、9 低域通過フィルタ (LPF)、10 ベースバンド

35

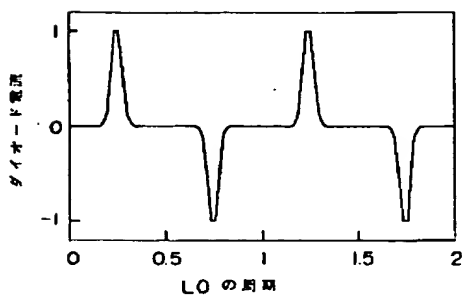
増幅器(AMP)、11 復調回路、13 ミキサダイオード、14 バラン、15 LO入力端子、16 RF入力端子、17 ベースバンド出力端子、18 抵抗、19 トランジスタ、20 電流源、30 ミキサダイオード、31 アンチパラレルダイオードペア(APDP)、32RF端子、33 LO端子、34 ベースバンド端子、35 先端開放スタブ、36 先端短絡スタブ、37 RFチョーク、38 DCカット、39 分波回路、40 偶高調波ミキサ、41 偶高調波直交ミキサ、42 45度移相器、43 バッファ増幅器、44 LOを阻止するフィルタ、45 RFを阻止するフィルタ、46  $2frf$  を阻止するフィルタ、50半導体基板、51 局部発振器用

【図1】



- 1: 空中線 (ANT)  
 2: 低雑音増幅器 (LNA)  
 3: 帯域通過フィルタ (BPF)  
 6: 0度分配器  
 8: 局部発振器 (LO)  
 9: 低域通過フィルタ (LPF)  
 10: ベースバンド増幅器 (AMP)  
 11: 復調回路  
 40: 偶高調波ミキサ  
 41: 偶高調波直交ミキサ  
 42: 45度移相器

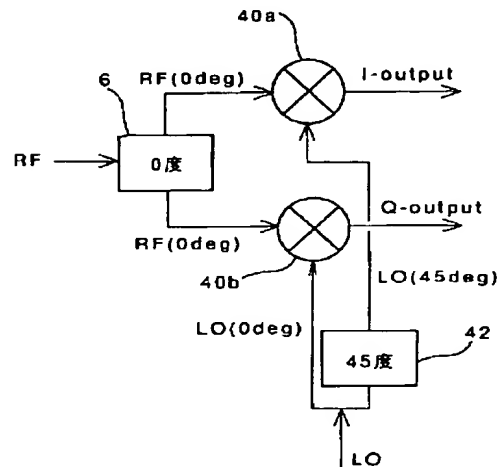
【図4】



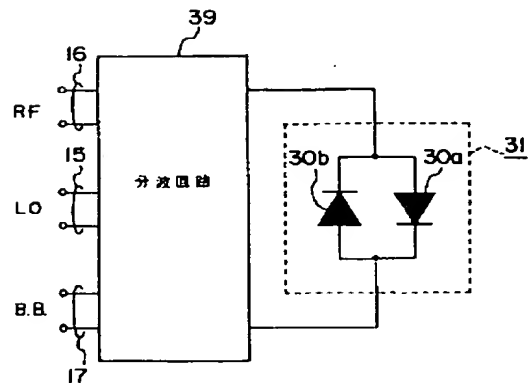
36

フィルタ、52 リミタ、53 分周器、54 終端抵抗、55 リカバリ用フィルタ、61 キャパシタCp2p、62 キャパシタCsp、63インダクタLsp、64 集中定数化スタブA、65 インダクタLpp、66キャパシタCpp、67インダクタLs2p、68 集中定数化スタブB、69 インダクタLp2p、70集中定数化スタブC、71 キャパシタCs2p、72 集中定数化スタブD、80 スロット線路、81 コブレナ線路、82 ワイヤ、83 抵抗、84 トランジスタ、85電流源、86 差動増幅器、87 DCカット用キャパシタ、88 混合部、90 アイソレーション抵抗、91 伝送線路。

【図2】



【図3】

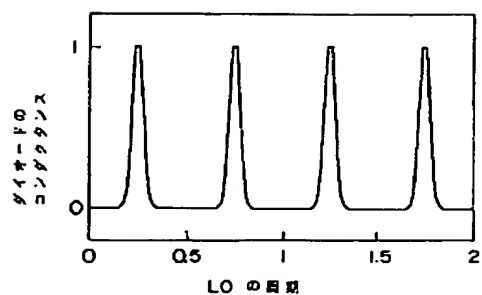


30: ミキサダイオード

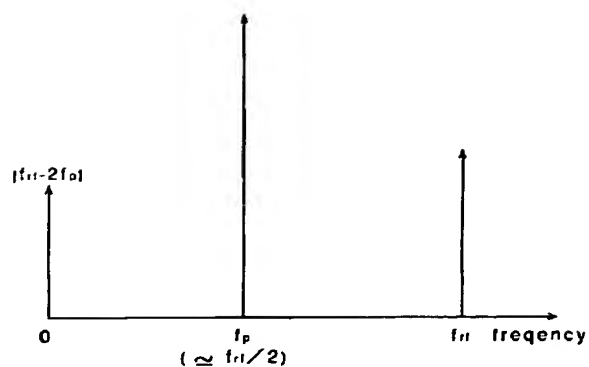
31: アンチパラレルダイオードペア (APDP)

39: 分波回路

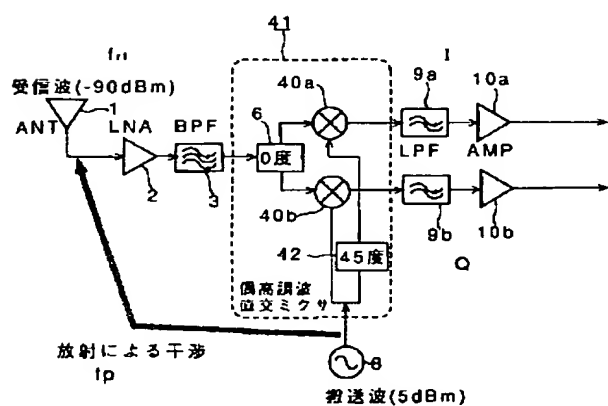
【図 5】



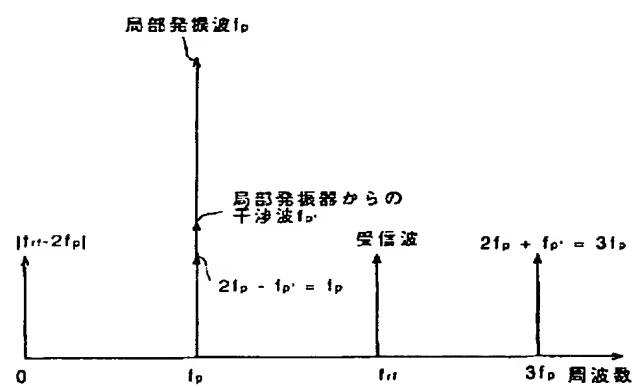
【図 6】



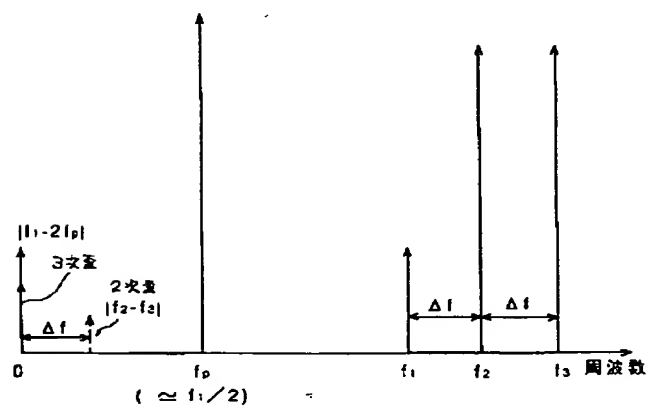
【図 7】



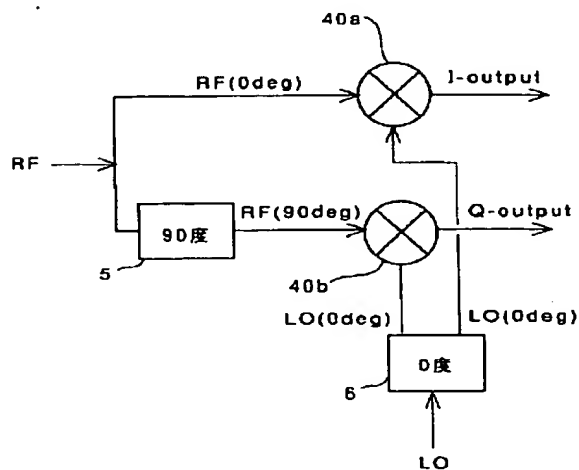
【図 8】



【図 9】

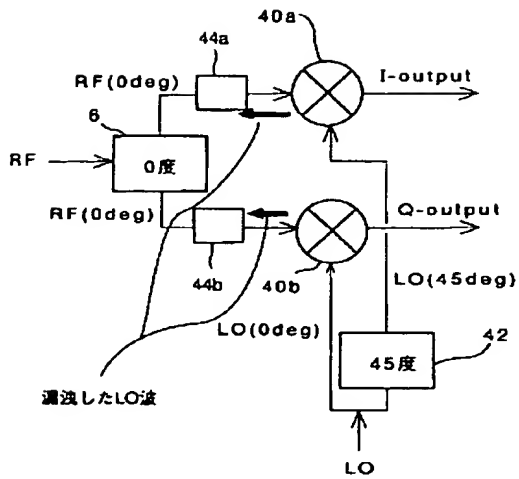


【図 10】



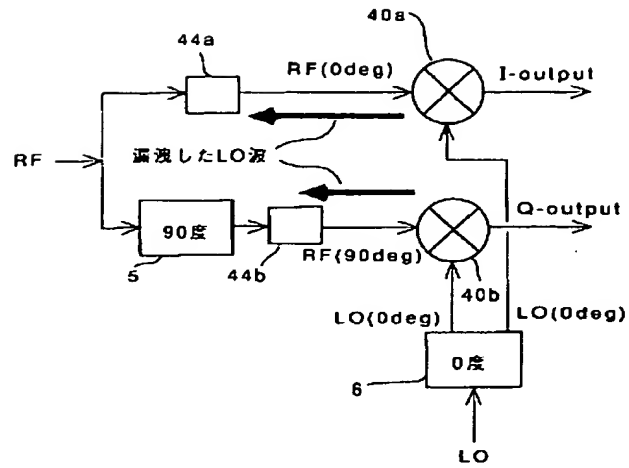


【図 17】

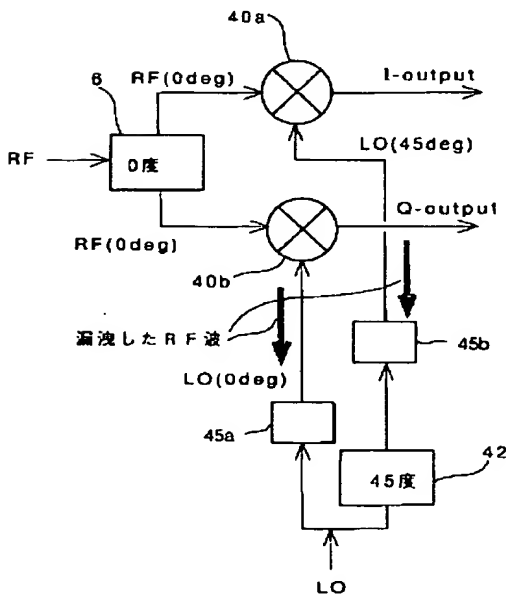


44: LO阻止用フィルタ

【図 18】

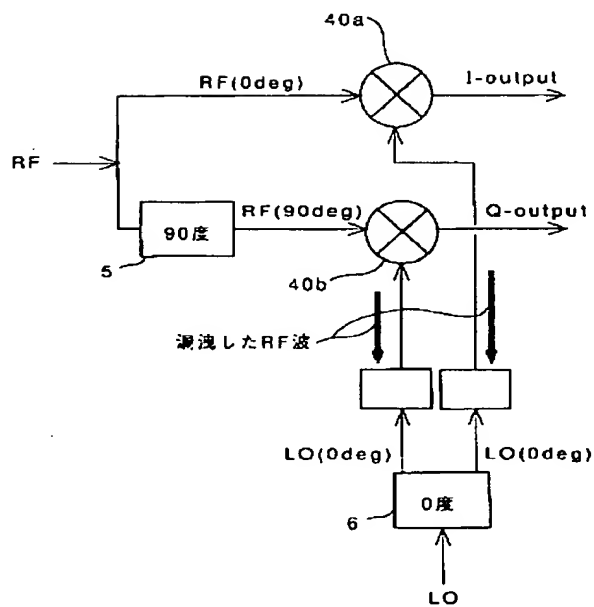


【図 19】



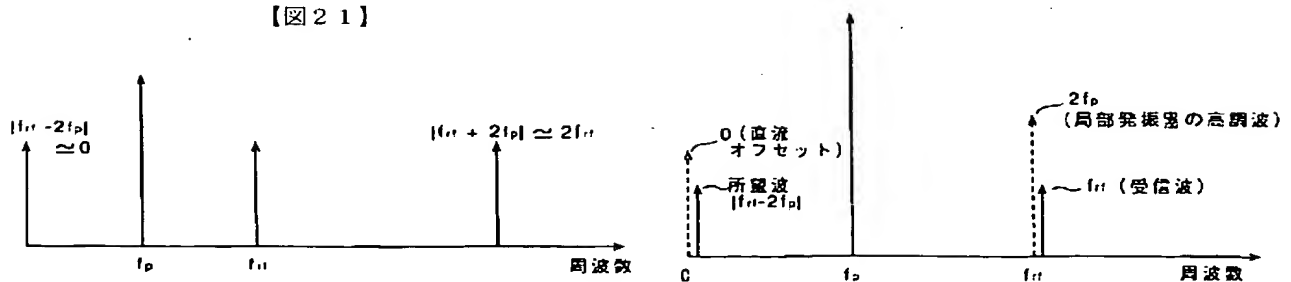
45: RF阻止用フィルタ

【図 20】

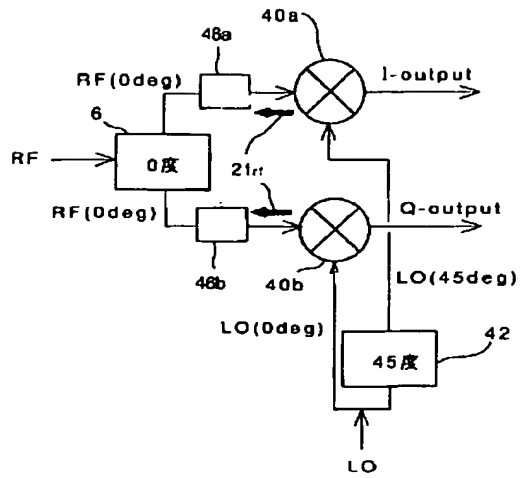


【図 26】

【図 21】

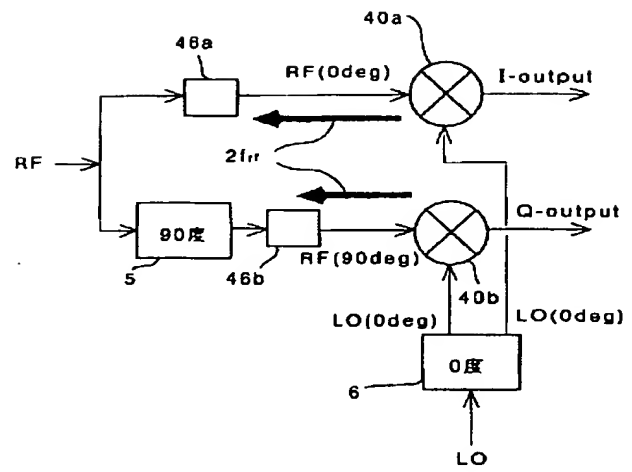


【図 2 2】

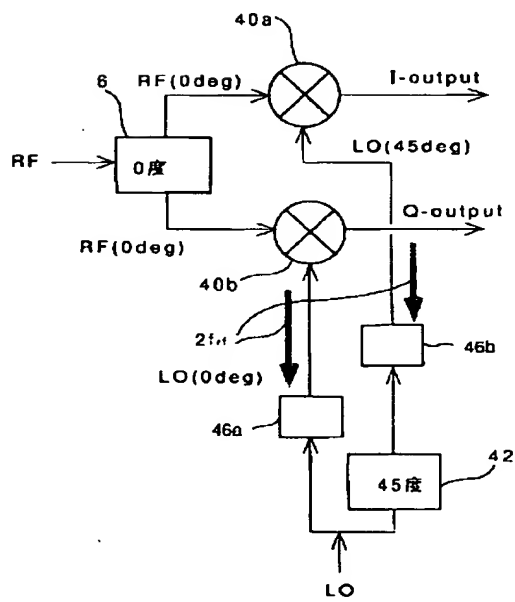


46: 2frr 阻止用フィルタ

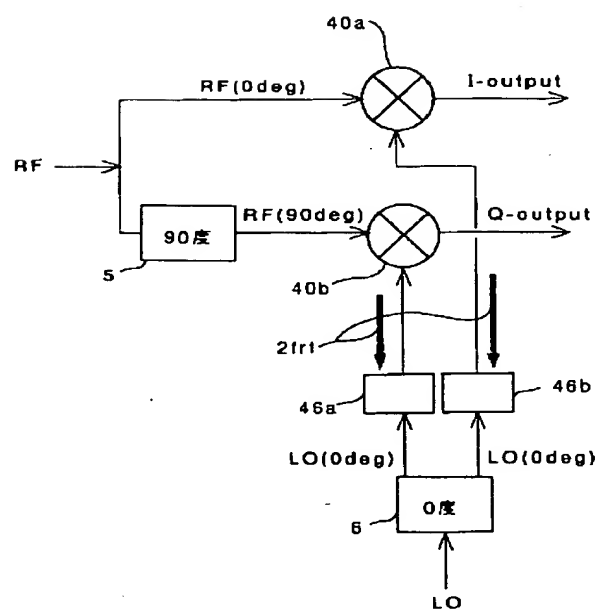
【図 2 3】



【図 2 4】

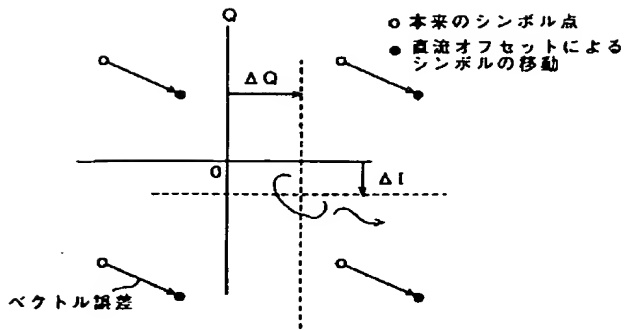


【図 2 5】

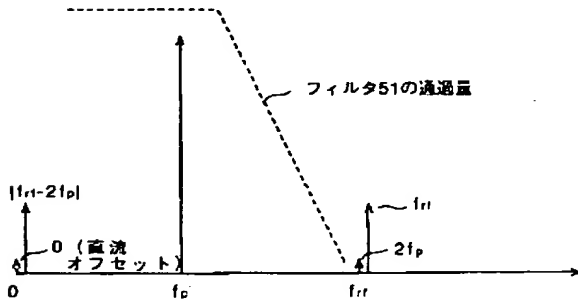




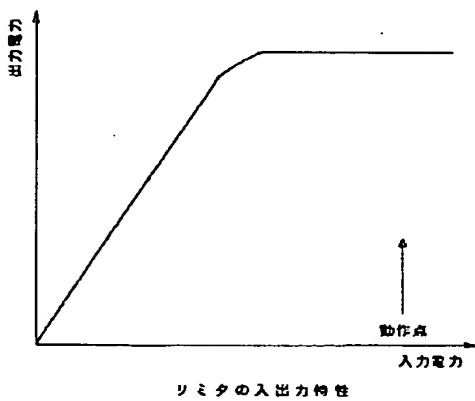
【図 27】



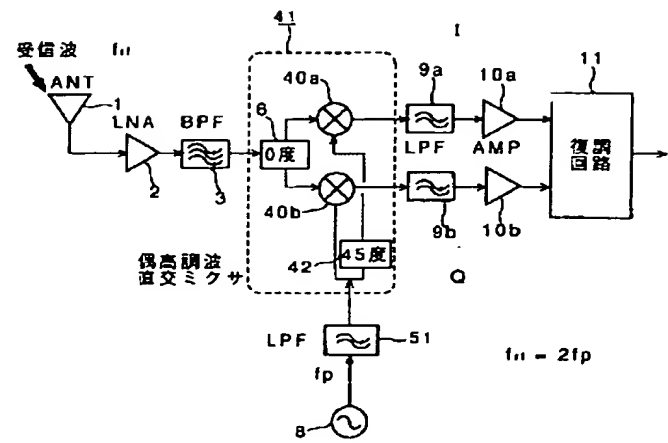
【図 29】



【図 32】

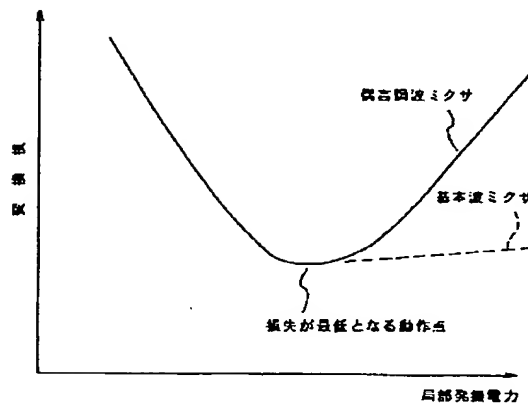


【図 28】

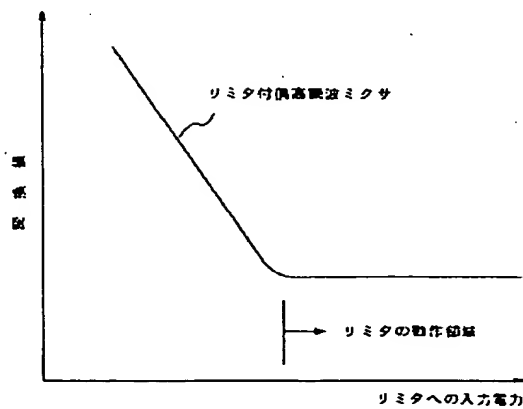


51: 局部発振器用フィルタ

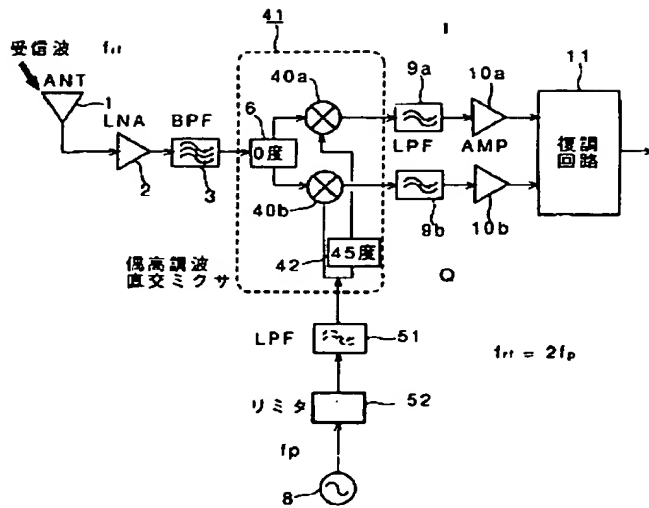
【図 30】



【図 33】

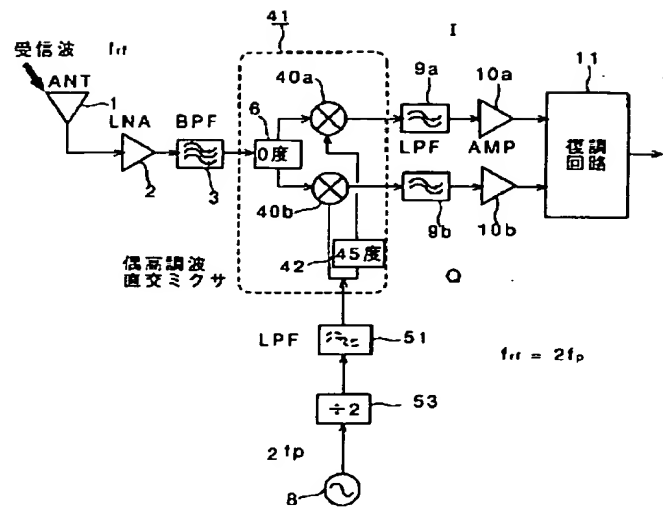


【図 3 1】



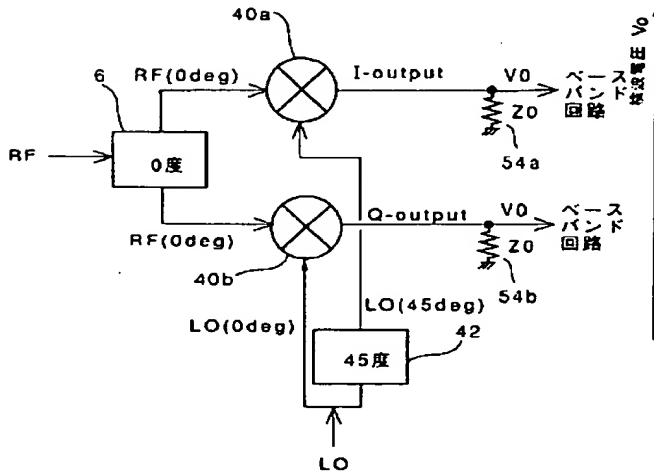
52: リミタ

【図 3 4】



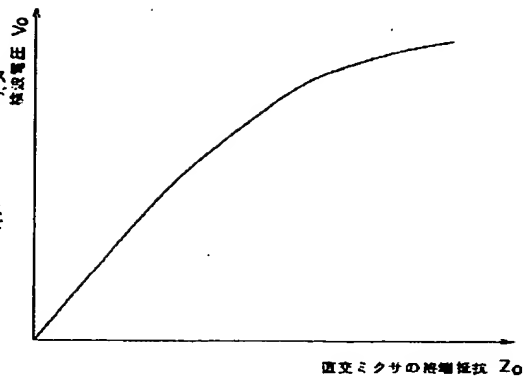
53: 分周器

【図 3 5】

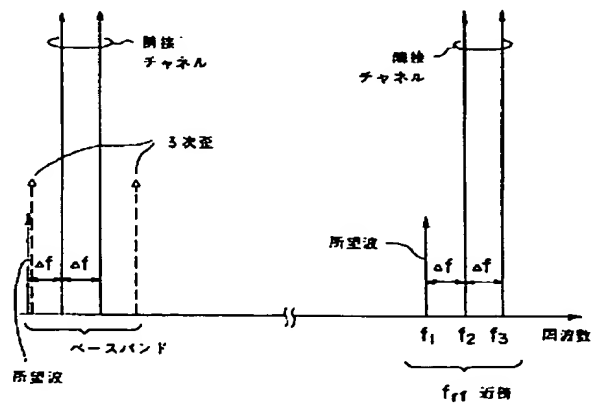


54: 終端抵抗

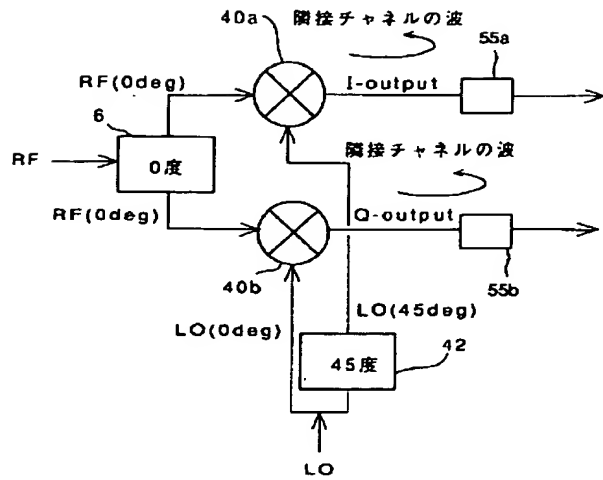
【図 3 6】



【図 3 7】

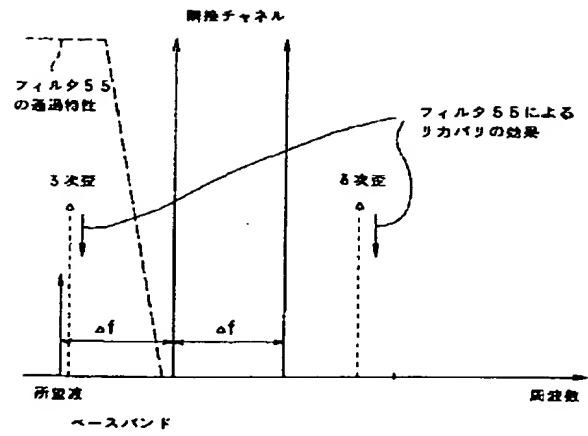


【図38】

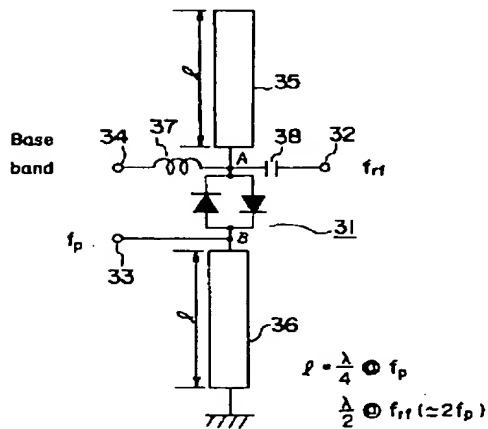


55: リカバリ用フィルタ

【図39】

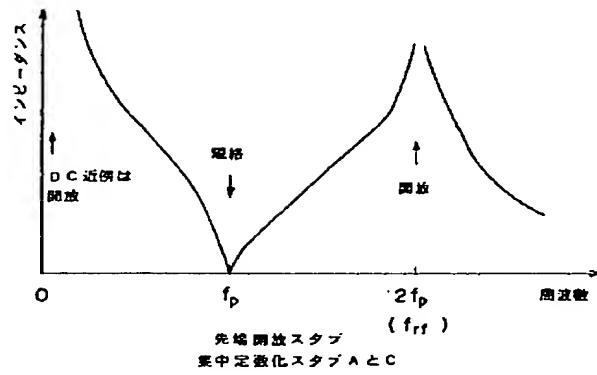


【図40】

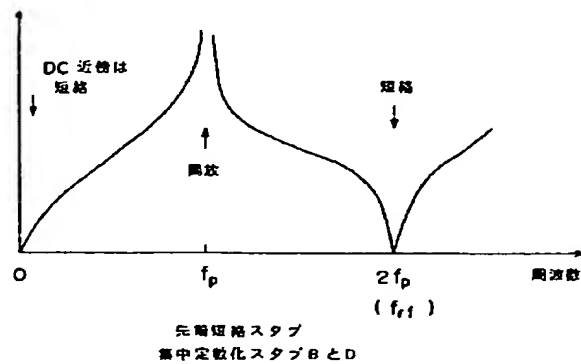


- 32: RF 端子
- 33: LO 端子
- 34: ベースバンド端子
- 35: 先端開放スタブ
- 36: 先端短絡スタブ
- 37: RF チョーク
- 38: DC カット

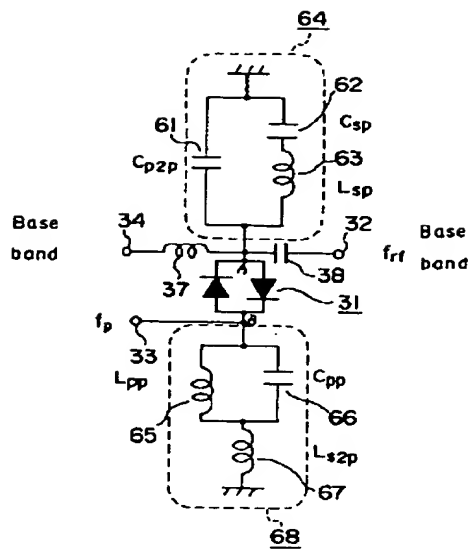
【図41】



【図42】

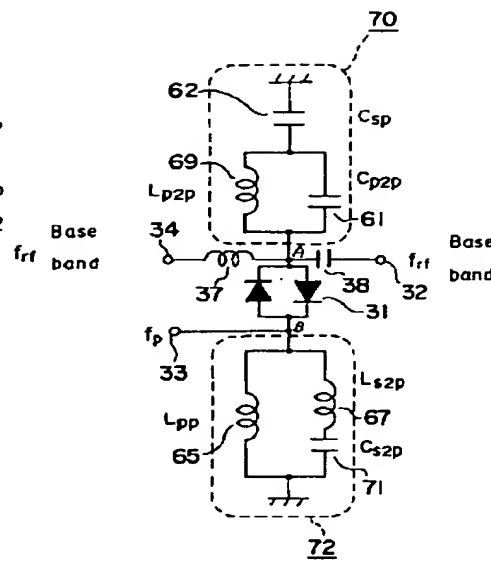


【図 4 3】



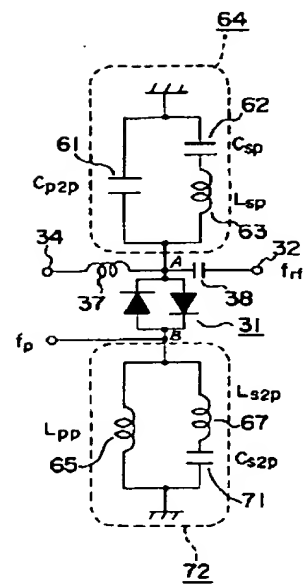
- 61 : キャパシタ  $C_{p2p}$   
 62 : キャパシタ  $C_{sp}$   
 63 : インダクタ  $L_{sp}$   
 64 : 集中定数化スタブ A  
 65 : インダクタ  $L_{pp}$   
 66 : キャパシタ  $C_{pp}$   
 67 : インダクタ  $L_{s2p}$   
 68 : 集中定数化スタブ B

【図 4 4】



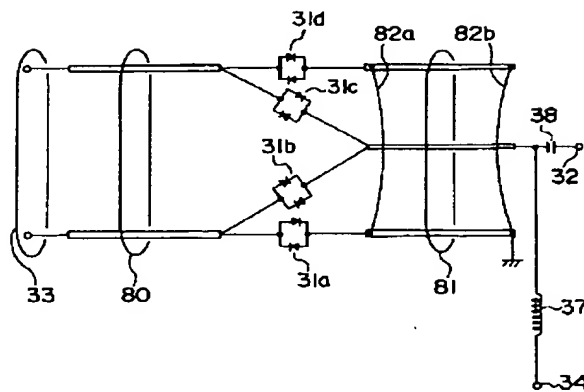
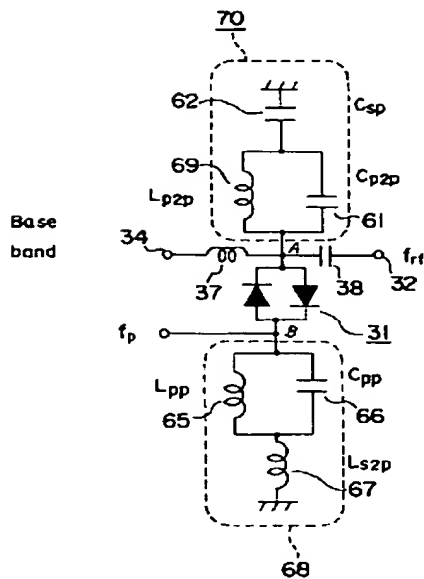
- 69 : インダクタ  $L_{p2p}$   
 70 : 集中定数化スタブ C  
 71 : キャパシタ  $C_{s2p}$   
 72 : 集中定数化スタブ D

【図 4 5】



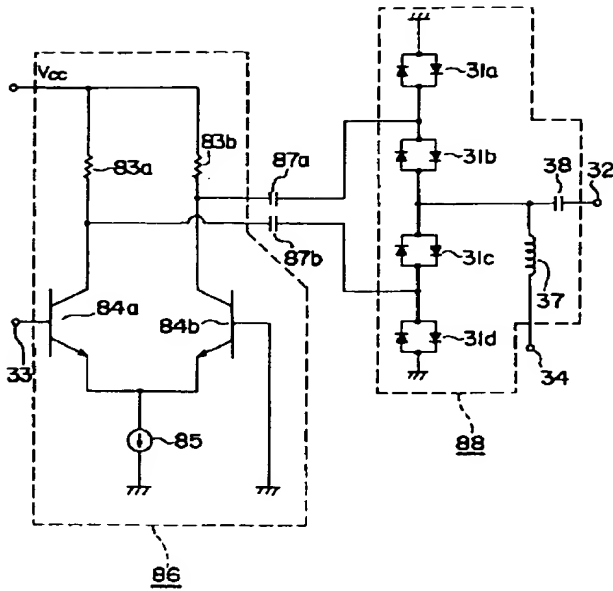
【図 4 7】

【図 4 6】



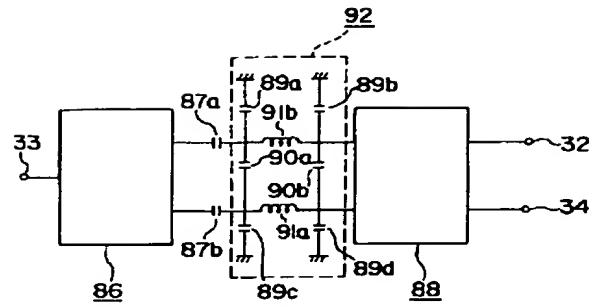
- 80 : スロット線路  
 81 : コプレーナ線路  
 82 : 平衡モード抑制用ワイヤ

【図 4 8】



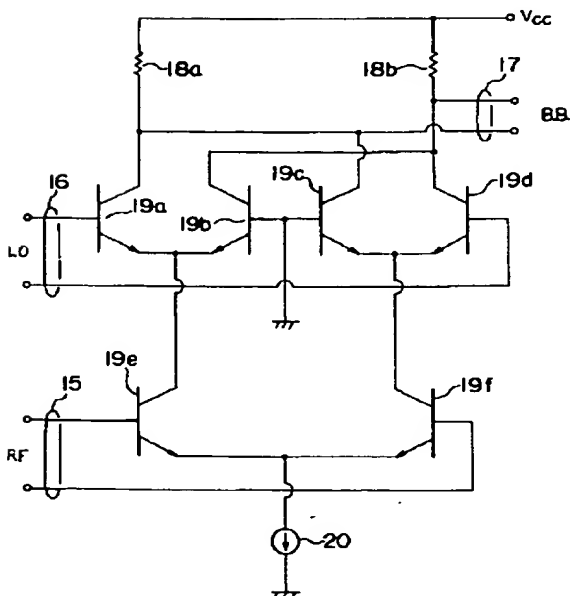
- 83 : 抵抗  
84 : トランジスタ  
85 : 電流源  
86 : 差動増幅器  
87 : DC カット用キャパシタ  
88 : 混合部

【図 4 9】

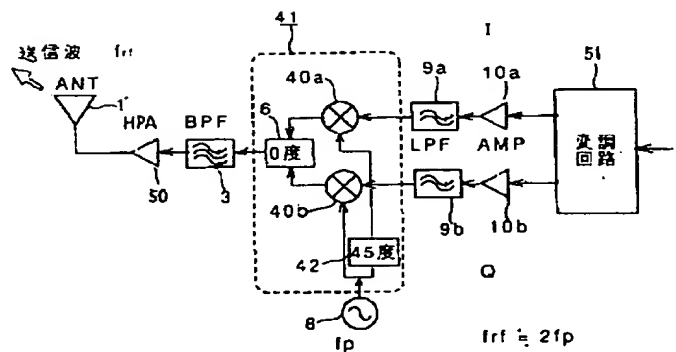


- 89 : 同相モード用キャパシタ  
90 : 逆相モード用キャパシタ  
91 : インダクタ  
92 : フィルタ

【図 5 0】

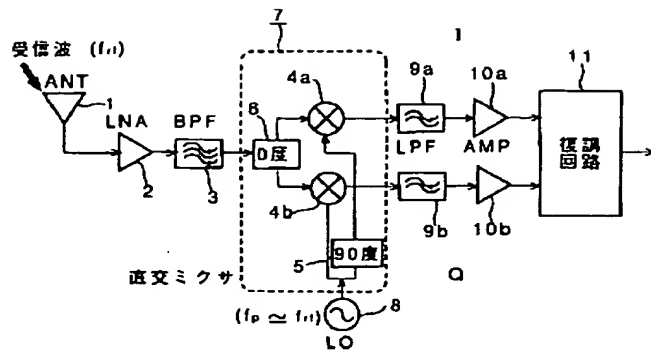


【図 5 1】



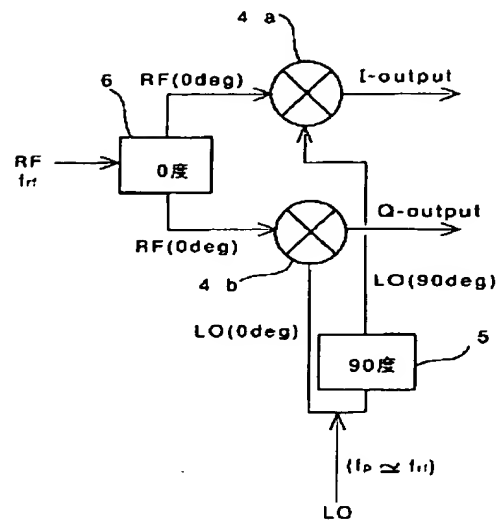
50 : 高出力増幅器 (HPA)

【図 5 2】

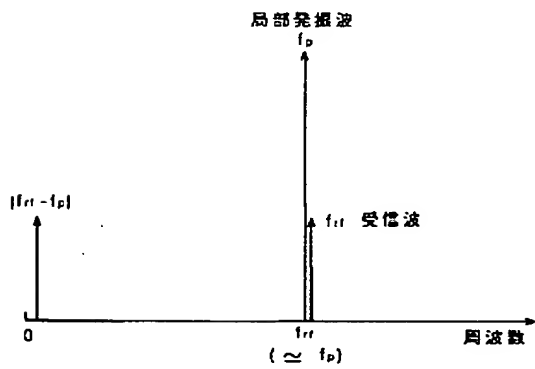


- 1: 空中線 (ANT)  
 2: 低雑音増幅器 (LNA)  
 3: 帯域通過フィルタ (BPF)  
 4: ミクサ (MIX)  
 5: 90° 移相器  
 6: 0° 分配器  
 7: 直交ミクサ  
 8: 局部発振器 (LO)  
 9: 低域通過フィルタ (LPF)  
 10: ベースバンド増幅器 (AMP)  
 11: 復調回路

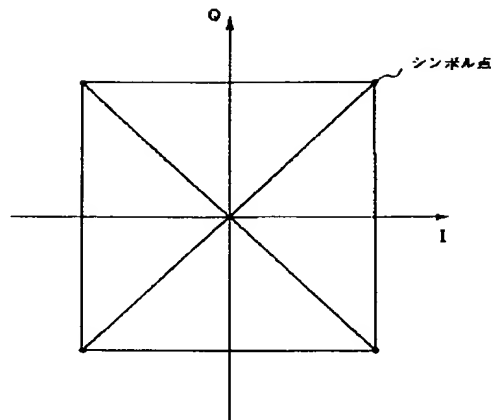
【図 5 3】



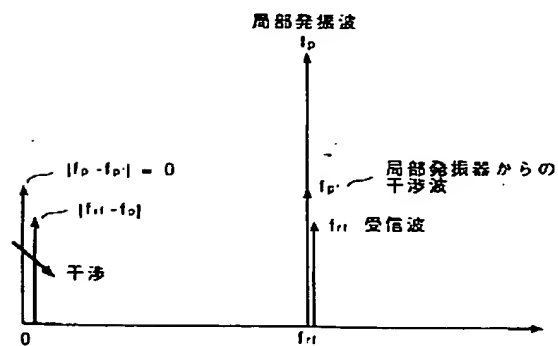
【図 5 4】



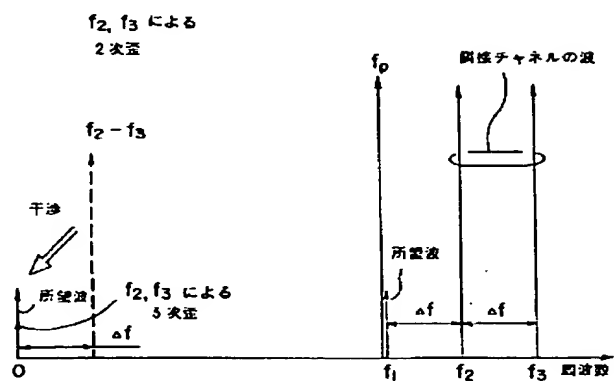
【図 5 5】



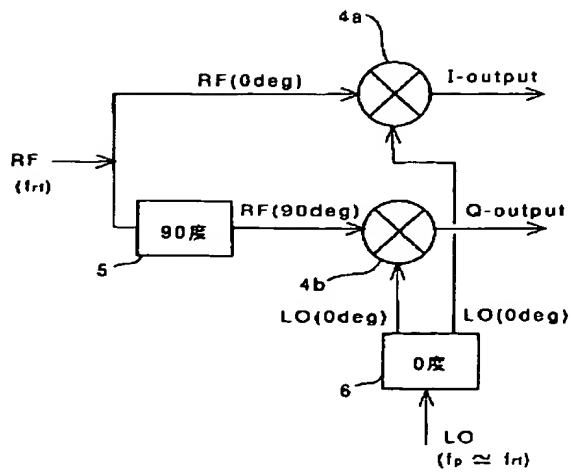
【図 6 0】



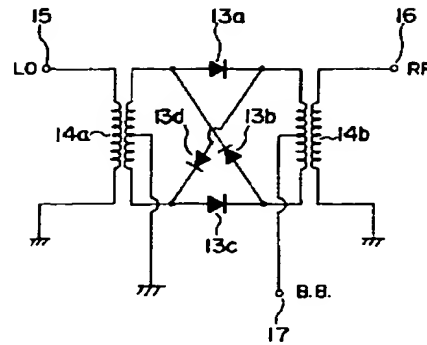
【図 6 3】



【図 5 6】

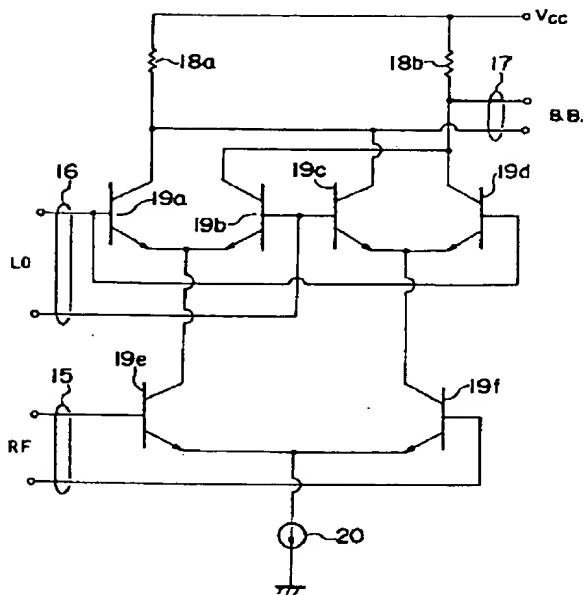


【図 5 7】



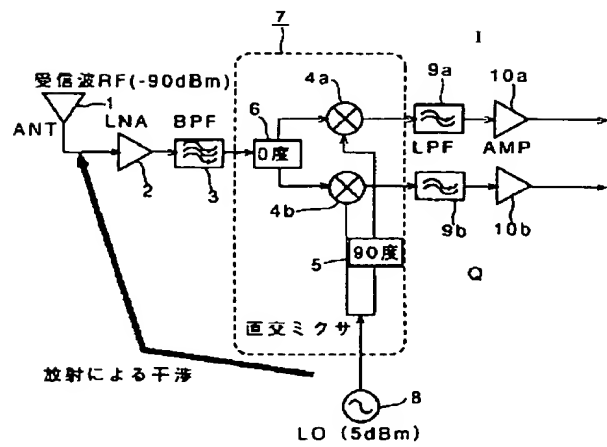
- 13 : ミキサダイオード  
 14 : バラン  
 15 : LO 入力端子  
 16 : RF 入力端子  
 17 : ベースバンド出力端子

【図 5 8】

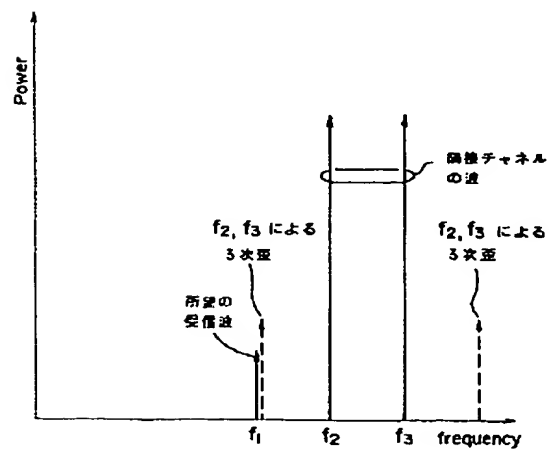


- 18 : 抵抗  
 19 : トランジスタ  
 20 : 電流源

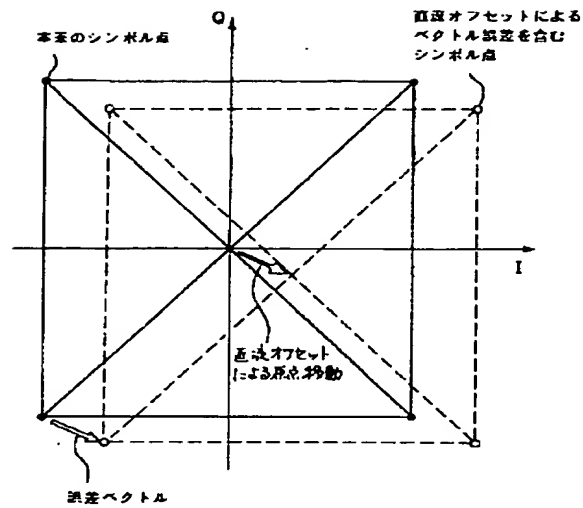
【図 5 9】



【図 6 2】



【図 61】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/06			H 0 4 B 1/06	
H 0 4 L 27/38			H 0 4 L 27/00	G
(72) 発明者 末松 憲治			(72) 発明者 飯田 明夫	
鎌倉市大船五丁目 1 番 1 号	三菱電機株式		鎌倉市大船五丁目 1 番 1 号	三菱電機株式
会社電子システム研究所内			会社電子システム研究所内	